

Universidad de Alcalá

Escuela Politécnica Superior

Grado en Ingeniería en Sistemas de Telecomunicaciones

Trabajo Fin de Grado

Estudio y evaluación de técnicas massive MIMO para 5G

Autor: Manuel Cidoncha Quirós

Tutor/es: Francisco Javier Escribano Aparicio

2019

UNIVERSIDAD DE ALCALÁ
Escuela Politécnica Superior

GRADO EN INGENIERÍA EN SISTEMAS DE
TELEMOCUNICACIÓN

Trabajo Fin de Grado

Estudio y evaluación de técnicas massive MIMO para 5G

Autor: Manuel Cidoncha Quirós

Tutor/es: Francisco Javier Escribano Aparicio

TRIBUNAL:

Presidente: Portilla Figueras, José A

Vocal 1º: Álvarez Pérez, José Luis

Vocal 2º: Escribano Aparicio, Fco. Javier

FECHA: 11 de Julio de 2019

Índice de contenidos

Resumen	6
Palabras clave	7
Abstract	8
Keywords.....	9
Resumen extendido	10
Glosario de abreviaturas.....	11
Introducción.....	13
Objetivos del proyecto.....	13
Estructura de la memoria	14
1: Historia de Massive MIMO.....	17
1.1. Introducción	17
1.2. Puntos de partida de los sistemas MIMO	17
2: Tecnología Massive MIMO	20
2.1. Modelo matemático de un sistema MIMO	20
2.2. MIMO punto a punto	22
2.3. MIMO multiusuario.....	23
2.4. Massive MIMO como tecnología escalable	24
2.5. Canal descendente	25
2.6. Canal ascendente	26
2.7. Precodificación y codificación lineal.....	27
2.8. Ganancia, control de potencia y limitación de massive MIMO	29
3.0 Conformación de onda empleada en el código	33
3.1. Técnica OFDM.....	33
3.2. Mecanismo empleado por OFDM para combatir la interferencia entre símbolos	33
3.3. Importancia de símbolos OFDM de larga duración y generación de los mismos	34
3.4. <i>Channel state information</i>	35
3.5. <i>Hybrid Beamforming</i>	37
4.0 Algoritmos de Reconstrucción.....	39
4.1. OMP (<i>Orthogonal Matching Pursuit</i>)	39
4.2. Definición JSMD (<i>Joint Spatial Division and Multiplexing</i>)	40
5.0 Software de simulación empleado	42

5.1. Medios empleados	42
5.2. Estructura general del código y variables modificadas o añadidas al mismo	43
5.2.1 Parámetros básicos del sistema	43
5.2.2 Generación de forma de onda OFDM empleada en el código.....	43
5.2.3 <i>Chanel state information</i>	44
5.2.4 <i>Hybrid Beamforming</i>	45
5.2.5 <i>Data Transmission</i>	45
5.2.6 <i>Signal Propagation</i>	46
5.2.7 <i>Receive Amplification and Signal Recovery</i>	47
6.0 Simulaciones y presentación de resultados experimentales	49
6.1. Introducción: BER Y EVM.....	49
6.2. Simulaciones generales del proyecto.....	50
6.3. Simulaciones para un solo usuario	51
6.3.1 Simulaciones para las distintas modulaciones empleadas con un único flujo de datos	52
6.3.2 Simulaciones para un usuario en las que se amplía el número de flujos de datos	55
6.4. Simulaciones realizadas para dos usuarios	62
6.4.1 Simulaciones para dos usuarios situados en diferentes posiciones respecto la estación base	62
6.4.2 Simulaciones para dos usuarios a la misma distancia de la estación base	73
6.5. Simulaciones realizadas para tres usuarios	78
6.6. Simulaciones realizadas para usuarios a la misma distancia de la estación base y en las mismas posiciones angulares	82
6.6.1 Simulaciones realizadas para dos usuarios a la misma distancia de la estación base y en las mismas posiciones angulares	82
7.0 Conclusiones y líneas futuras de investigación	86
7.1. Conclusiones	86
7.2. Líneas futuras de investigación	87
Bibliografía.....	88
Anexo	91

Índice de ilustraciones

Figura 1: Esquema de diferentes tecnologías antecesoras a MIMO [5].	19
Figura 2: Esquema con múltiples antenas en el transmisor y múltiples antenas en el receptor [5].	19
Figura 3: Modelo de un canal MIMO [5].	20
Figura 4: Representación matricial de un canal MIMO [5].	21
Figura 5: Enlace correspondiente a un enlace MIMO punto a punto [7].	23
Figura 6: Comparación sistemas FDD con TDD para la escalabilidad de massive MIMO [7].	25
Figura 7: Enlace descendente para un sistema massive MIMO [7].	26
Figura 8: Enlace ascendente para un sistema massive MIMO [7].	27
Figura 9: Filtro decodificador adaptado para el enlace ascendente massive MIMO [7].	28
Figura 10: Enlace descendente massive MIMO [7].	29
Figura 11: Ganancia de la matriz de massive MIMO [7].	30
Figura 12: Coeficientes de control de potencia de un sistema massive MIMO [7].	30
Figura 13: Eficiencia espectral con respecto al número de antenas en la estación base para distintos usuarios [7].	31
Figura 14: Eficiencia espectral con respecto al número de antenas en la estación base comparada con el límite de Shannon, cuando hay 16 usuarios [7].	32
Figura 15: Estructura prefijo cíclico [11].	34
Figura 16: Información de transmisión y recepción para un sistema massive MIMO [26].	36
Figura 17: Esquema de identificación del canal mediante preámbulos en un sistema MIMO-OFDM [26].	36
Figura 18: Configuración Hybrid Beamforming [27].	38
Figura 19: Diagrama de RF del sistema utilizado en la demo de referencia que implementa Hybrid Beamforming [16].	46
Figura 20: Constelación QPSK correspondiente a la primera trama enviada.	53
Figura 21: Constelación 16-QAM correspondiente a la primera trama enviada.	53
Figura 22: Constelación 64-QAM correspondiente a la primera trama enviada.	54
Figura 23: Constelación 256-QAM correspondiente a la primera trama enviada.	54

Figura 24: Diagrama de radiación del transmisor para las distintas modulaciones empleadas al enviar un solo flujo de datos.....	55
Figura 25: Constelación correspondiente a una modulación QPSK de la primera trama enviada.	59
Figura 26: Constelación correspondiente a una modulación 16-QAM de la primera trama enviada.	59
Figura 27: Constelación correspondiente a una modulación 64-QAM de la primera trama enviada.	60
Figura 28: Constelación correspondiente a una modulación 256-QAM de la primera trama enviada.	60
Figura 29: Diagrama de radiación de la antena para las distintas modulaciones empleadas cuando se envían 8 flujos de datos.....	61
Figura 30: Diagrama de radiación de la antena para las distintas modulaciones empleadas cuando se envían 4 flujos de datos.....	61
Figura 31: Constelaciones correspondientes a los diferentes flujos de datos QPSK a 859 m.	65
Figura 32: Constelaciones correspondientes a los diferentes flujos de datos 16-QAM a 859 m.....	65
Figura 33: Constelaciones correspondientes a los diferentes flujos de datos 64-QAM a 859 m.....	65
Figura 34: Constelaciones correspondientes a los diferentes flujos de datos 256-QAM a 859 m.....	66
Figura 35: Diagrama de radiación de la antena para las distintas modulaciones empleadas enviando 8 flujos de datos.....	66
Figura 36: Constelación correspondiente al primer usuario para una modulación QPSK de la primera trama enviada.	68
Figura 37: Constelaciones correspondientes al segundo usuario para una modulación QPSK de la primera trama enviada.....	69
Figura 38: Constelación correspondiente al primer usuario para una modulación 16-QAM de la primera trama enviada.	69
Figura 39: Constelaciones correspondientes al segundo usuario para una modulación 16-QAM de la primera trama enviada.	70
Figura 40: Constelaciones correspondientes al primer usuario para modulación 64-QAM de la primera trama enviada.	70

Figura 41: Constelaciones correspondientes al segundo usuario para una modulación 64-QAM de la primera trama enviada.	71
Figura 42: Constelación correspondientes al primer usuario para una modulación 256-QAM de la primera trama enviada.	71
Figura 43: Constelaciones correspondientes al segundo usuario para una modulación 256-QAM de la primera trama enviada.	72
Figura 44: Diagrama de radiación de la antena para las distintas modulaciones empleadas enviando 8 flujos de datos.	72
Figura 45: Constelación correspondientes al primer flujo de datos 16-QAM a 632 m. .	75
Figura 46: Constelaciones correspondientes a los diferentes flujos de datos 16-QAM a 632 m.....	75
Figura 47: Diagrama de radiación de la antena para la modulación 16-QAM enviando 16 flujos de datos.	76
Figura 48: Constelación correspondientes al primer flujo de datos QPSK a 632 m.	78
Figura 49: Constelaciones correspondientes a los diferentes flujos de datos QPSK a 632 m.	78
Figura 50: Constelaciones correspondientes a los diferentes flujos de datos QPSK para el primer usuario a 741m.	80
Figura 51: Constelaciones correspondientes a los diferentes flujos de datos QPSK para el segundo usuario a 741m.	80
Figura 52: Constelación correspondiente al flujo de datos QPSK para el tercer usuario a 741m.....	81
Figura 53: Constelación correspondiente al primer flujo de datos enviado del primer usuario con una modulación QPSK.	84
Figura 54: Constelación correspondiente al segundo flujo de datos enviado del segundo usuario con una modulación QPSK.	84
Figura 55: Constelación correspondiente al primer flujo de datos enviado del primer usuario con una modulación 256-QAM.....	85
Figura 56: Constelación correspondiente al primer flujo de datos enviado del segundo usuario con una modulación 256-QAM.....	85

Resumen

La constante demanda de ancho de banda de acceso que existe en la actualidad provoca el desarrollo de determinadas tecnologías, que tienen como objetivo incrementar las velocidades de transmisión de datos a los diferentes usuarios y proporcionar una baja latencia sin utilizar más espectro del necesario.

En este proyecto nos hemos centrado en el análisis de una posible implementación de massive MIMO (*Multiple-Input Multiple-Output*), que consiste en utilizar un número elevado de antenas en la estación base y en el receptor para poder lograr mediante una técnica conocida como “*Hybrid Beamforming*” transferir datos a velocidades elevadas.

En este trabajo de fin de grado se analizarán resultados de simulación y se expondrán conclusiones del uso de esta técnica con la finalidad de mostrar los beneficios y posibles límites que puede tener su utilización para futuras líneas de investigación.

Palabras clave

Massive MIMO, *Hybrid Beamforming*, tasa de bit de error, *Error Vector Magnitude*, *Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*.

Abstract

The constant demand for bandwidth that exists today causes the emergence of certain technologies, which aim at increasing the data transmission speeds to different users and provide low latency without using more spectrum than required.

In this project we have focused on the analysis of a possible implementation of massive MIMO (Multiple-Input Multiple-Output), which consists in using a large number of antennas at the base station and at receiver to achieve through a technique known as "Hybrid Beamforming" high speed data transfers.

This end-of-degree project will analyze simulation results and provide conclusions about the use of this technique in order to show the benefits and possible limits that it may have for future works.

Keywords

Massive MIMO, Beamforming, Bit Error Rate, Error Vector Magnitude, Orthogonal Frequency-Division Multiplexing.

Resumen extendido

Massive MIMO (*Multiple-Input Multiple-Output*) permite el uso de un gran número de antenas en la estación base para atender a múltiples equipos de usuario, en el mismo intervalo de tiempo y frecuencia, y está pensado para funcionar en modo TDD (*Time-Division Duplex*), es decir utiliza el enlace ascendente para calcular el *Chanel State Estimation* (CSI) [26] y así configurar el esquema de *Hybrid Beamforming*. La existencia del gran número de antenas, y el procesamiento que se realiza con ellas, conlleva que el nivel de potencia requerida sea menor que el de los sistemas convencionales y por tanto pueda ofrecer una mayor eficiencia espectral, baja latencia y mayor velocidad de transmisión de datos a los usuarios.

Su arquitectura permite disminuir los efectos del desvanecimiento rápido, de modo que la eficiencia espectral es independiente del ancho de banda y se disminuye la energía requerida por bit.

Es conveniente resaltar que massive MIMO opera en un contexto MIMO multi-usuario, para el cual el canal descendente se conoce como canal de difusión (BC, *Broadcast Channel*) y el canal ascendente como canal de acceso múltiple (MAC, *Multiple-Access Channel*). Para el canal ascendente los flujos de datos de los diferentes usuarios independientes están disponibles para cada antena receptora en la estación base, mientras que para el canal descendente la estación base transmite los diferentes flujos de datos haciendo una difusión, donde cada equipo de usuario debe hacer su propia detección y decodificación a fin de extraer su propia información.

La tecnología massive MIMO ha abierto una gran posibilidad para lograr beneficios en los sistemas de comunicaciones móviles del futuro, proporcionando mayor eficiencia espectral, tasas de transmisión elevadas, mayor seguridad y menor consumo de energía. Su principal inconveniente son las dificultades de implementación práctica, debido a la complejidad de infraestructura y de procesamiento que conlleva.

En este documento se ha seleccionado una determinada demo en Matlab® que implementa una versión de *Hybrid Beamforming* para este tipo de sistema, y se han modificado una serie de parámetros, para poder realizar unas simulaciones de carácter no exhaustivo que permitan ilustrar las posibilidades y alguno de los límites que presenta esta técnica en la práctica.

Glosario de abreviaturas

Q-PSK	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i>
QAM	<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
CSI	<i>Chanel State Information</i>
SISO	<i>Single Input-Single Output</i>
MISO	<i>Multiple Input- Single Output</i>
SIMO	<i>Single Input- Multiple Output</i>
MIMO	<i>Multiple Input- Multiple Output</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency-Division Multiplexing</i>
TDD	<i>Time-Division Duplex</i>
FDD	<i>Frequency-Division Duplex</i>
BER	<i>Bit Error Rate</i>
EVM	<i>Error Vector Magnitude</i>

WLANs

Wireless Local Area Network

WiMAX

Worldwide Interoperability Microwave Access

Introducción

Objetivos del proyecto

El motivo de estudio de este proyecto se centra en una de las nuevas tecnologías que permiten dar servicio a 5G, para ello se hizo una búsqueda de diferentes demos correspondientes a sistemas massive MIMO con el software Matlab® [20]. La tecnología massive MIMO se ha postulado en los últimos años como la gran candidata a subministrar algunos de los servicios que van a demandar los sistemas 5G en contextos concretos.

Se decidió escoger la demo referenciada en [16], ya que se consideró que presentaba un amplio campo de estudio, utilizando técnicas como *Hybrid Beamforming* [25] y OFDM (*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*), para poder estudiar las principales características y límites que presenta esta tecnología.

Uno de los principales objetivos que se persigue es poder ofrecer una serie de simulaciones donde se puedan caracterizar los distintos resultados obtenidos mediante estadísticas de rendimiento.

También se pretende obtener unas conclusiones finales para inspirar líneas futuras de investigación.

Aunque por motivos de volumen de trabajo se ha elegido solo una de las demos que se proporcionaban en la bibliografía, se pretende que este proyecto sirva para hacer en el futuro comparativas con las ofrecidas aquí, ya que sería interesante poder sacar una conclusión final de los beneficios y de las limitaciones que nos ofrece massive MIMO en distintos contextos y con distintas técnicas de base.

Estructura de la memoria

Este documento comienza con un breve resumen de la tecnología massive MIMO, así como de sus características y de los beneficios que proporciona. Tras el resumen le sigue un apartado destinado a describir los objetivos en la elaboración de este proyecto de fin de grado.

A continuación, en el capítulo 1: “Historia de massive MIMO” se describe a grandes rasgos el desarrollo de dicha tecnología, así como algunos puntos de partida necesarios para comprender de forma adecuada su funcionamiento.

En el segundo capítulo: “Tecnología massive MIMO” se realiza una breve introducción a su modelo matemático, y le siguen los diferentes modos de operación para el enlace ascendente y descendente, centrándose en la precodificación y decodificación lineal del canal. Finalmente, este capítulo termina aportando los fundamentos de massive MIMO como tecnología escalable y detalla sus modelos de ganancia, control de potencia y limitaciones existentes.

En el capítulo número 3: “Conformación de onda empleada en el código” se detalla la técnica de acceso al medio empleada, incluyendo el mecanismo empleado por la misma para combatir la interferencia entre símbolos, se ofrece un esquema de bloques donde se representa la obtención y manejo de la información del estado de canal *Channel State Information* (CSI), y por último se explica la técnica principal implementada para aprovechar las posibilidades de massive MIMO, denominada *Hybrid Beamforming*.

A continuación, en el capítulo número 4: “Algoritmos de reconstrucción” se describen los diferentes algoritmos implementados en la demo del código que permiten hacer una reconstrucción de las muestras de la señal. Se detallan también sus correspondientes modelos de canal utilizado y una breve descripción matemática de ellos.

El código empleado se examina en el capítulo 5: “Software de simulación empleado”, donde se resumen los distintos bloques del mismo, se comentan las modificaciones de algunas variables, y se resume la versión utilizada.

En el capítulo 6: “Simulación y presentación de los resultados experimentales” se describen y analizan los resultados de las simulaciones, con énfasis en las estadísticas de relación señal-ruido y de error de bit, donde se hayan podido obtener.

Para concluir, en el capítulo 7: “Conclusiones y líneas futuras de investigación” se analizan los distintos límites y beneficios que tiene el uso de esta tecnología. Se dan a conocer también las posibles líneas de continuación de este trabajo.

En la Bibliografía se detallan las referencias bibliográficas utilizadas.

Finalmente, en el Anexo se facilitan las líneas de código que han sido modificadas, así como las pertenecientes a la demo original.

1: Historia de Massive MIMO

1.1. Introducción

La tecnología massive MIMO (*Multiple-Input Multiple-Output*), surge como consecuencia de la gran demanda de banda de acceso que existe en la actualidad y es por ello por lo que se plantea como una alternativa para cubrir las expectativas generadas por los sistemas 5G.

Dicha técnica consiste en el uso de un gran número de antenas en la estación base para atender a múltiples equipos de usuario en el mismo intervalo de tiempo y frecuencia. Debido a su mayor eficiencia espectral, esta tecnología nos ofrecerá: reutilización de ancho de banda y aumento de las velocidades de transmisión de los datos transferidos a los usuarios.

La tasa de transferencia que conseguimos con las redes inalámbricas actuales es todavía muy limitada comparándolas con las redes cableadas. Por ello se requieren tasas de transmisión mucho más elevadas para dar soporte a la tecnología 5G.

Para conseguir las mencionadas tasas de transmisión, massive MIMO utiliza multiplexación por división espacial, la cual consiste en la utilización inteligente de diferentes caminos de propagación para transmitir la señal y esto se logra con ayuda de las múltiples antenas receptoras y transmisoras mencionadas anteriormente, manteniendo así la eficiencia espectral necesaria para la transmisión de los datos.

La principal mejora que esta tecnología nos pretende aportar es la mayor velocidad de transmisión de datos a los diferentes usuarios que demandan un determinado servicio sin tener por ello que utilizar más espectro del que sea necesario.

1.2. Puntos de partida de los sistemas MIMO

Los inicios de esta tecnología se remontan al año 1970 donde A. R. Kaye, D. A. George y W. van Etten [1] realizan las primeras investigaciones, y entre 1984-1986 los Laboratorios Bell, por medio de Jack Winters y Jack Salz [5], publicaron algunos artículos acerca de aplicaciones donde podría ser útil el *Beamforming* [25] o conformación de los haces de antena.

En el año 1994 se empieza a dar importancia al concepto de “Multiplexación espacial” así como las posibilidades que daban sus numerosas aplicaciones en las comunicaciones inalámbricas: fue la Universidad de Stanford la encargada de patentar esta nueva tecnología de la mano de los profesores A. Paulraj [3] y T. Kailath [2].

Ya en el año 2006 algunas compañías importantes como Cisco o Intel empiezan a fabricar dispositivos para WLANs que aportan soluciones MIMO-OFDM. Cabe destacar que numerosas compañías desarrollan algunas soluciones MIMO-OFDMA para WiMAX Mobile (802.16E) [4].

Más adelante en el año 2008 se publicó el estándar IEEE 802.11n [21], el cual se basa en la tecnología MIMO.

Para poder entender mejor la tecnología massive MIMO es conveniente destacar algunos de sus puntos de partida más importantes que fueron imprescindibles para que se convirtiese en una de las tecnologías que apuntan a dar servicio a la tecnología 5G. A continuación, se detalla una definición de los mimos:

- **SISO** (*Single Input-Single Output*): Sistema de comunicaciones donde solo se utiliza una antena en el transmisor y otra antena en el receptor.
- **MISO** (*Multiple Input- Single Output*): Sistema que destaca por tener múltiples antenas en el transmisor y una sola antena en el receptor.
- **SIMO** (*Single Input- Multiple Output*): Sistema de comunicación donde se utiliza una sola antena transmisora y múltiples antenas receptoras.

En la siguiente ilustración podemos observar más detalladamente el esquema de estas tecnologías:

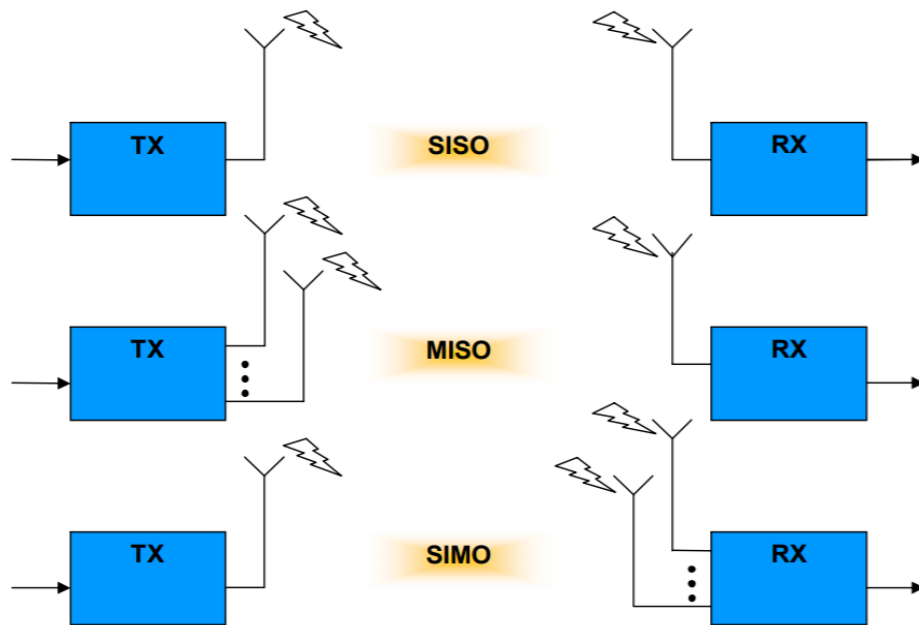


Figura 1: Esquema de diferentes tecnologías antecesoras a MIMO [5].

La siguiente ilustración nos mostraría un sistema MIMO actual, según se emplea para 4G.



Figura 2: Esquema con múltiples antenas en el transmisor y múltiples antenas en el receptor [5].

Tenemos que destacar que, a diferencia de los puntos de partida antecesores, MIMO utiliza la multiplexación espacial y se recurre a caminos independientes para transmitir la señales, lo cual, como ya hemos comentado, proporcionará un gran beneficio al reutilizar el espectro necesario para la comunicación y ahorrar el correspondiente ancho de banda.

2: Tecnología Massive MIMO

2.1. Modelo matemático de un sistema MIMO

Debido a la complejidad de las matemáticas que requiere un sistema MIMO y para poder compararlo más adelante con un sistema massive MIMO, se va a utilizar un modelo Single-User MIMO, suponiendo que el canal utilizado es aleatorio y sin memoria. En la siguiente figura se representa una ilustración del mismo.

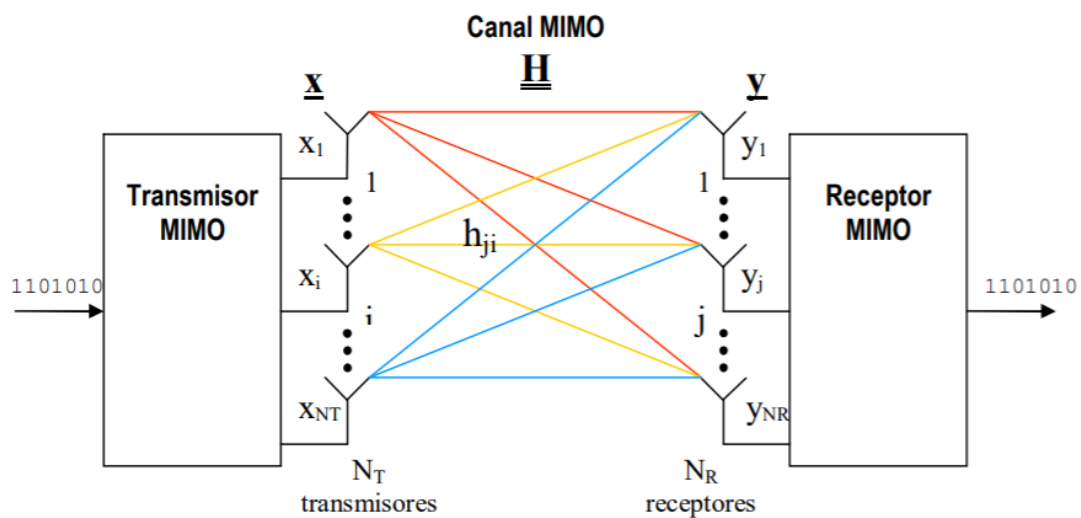


Figura 3: Modelo de un canal MIMO [5].

La relación entrada-salida en un instante de tiempo determinado vendrá dada por la expresión:

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{H} * \mathbf{x}(t) + \mathbf{n}(t)$$

- $\mathbf{x}(t)$: vector de datos transmitidos.
- $\mathbf{y}(t)$: vector de datos recibidos.
- $\mathbf{n}(t)$: vector de ruido blanco gaussiano
- \mathbf{H} : matriz del canal MIMO

La siguiente figura nos muestra la expresión desarrollada en forma matricial donde N_T es el número de antenas transmisoras y N_R el número de antenas receptoras.

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ \dots \\ y_j \\ \dots \\ y_{NR} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & \dots & h_{1i} & \dots & h_{1,NT} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ h_{j1} & & h_{ji} & & h_{j,NT} \\ \dots & & \dots & & \dots \\ h_{NR,1} & \dots & h_{NR,i} & \dots & h_{NR,NT} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ \dots \\ x_i \\ \dots \\ x_{NT} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ \dots \\ n_j \\ \dots \\ n_{NR} \end{bmatrix}$$

Figura 4: Representación matricial de un canal MIMO [5].

Los elementos de la matriz de canal \mathbf{H} se denotan por h_{ji} y representan la ganancia compleja del canal desde la antena transmisora i -ésima hasta la antena receptora j -ésima y su expresión sería la siguiente:

$$h_{ji} = \alpha + j\beta = \sqrt{\alpha^2 + \beta^2} * e^{-j \cdot \text{acctg}(\frac{\beta}{\alpha})}$$

Donde α representa el valor real, y β el valor imaginario.

La capacidad de un canal MIMO AWGN, vendrá dada por la expresión:

$$C_{\text{MIMO}} = E \left[\log_2 \left(\det \left| \mathbf{I} + \frac{1}{\sigma^2} * \mathbf{H} * \mathbf{Q} * \mathbf{H}^* \right| \right) \right]$$

Donde:

- \mathbf{H} : Es la matriz del canal MIMO.
- \mathbf{Q} : Matriz de covarianza del vector de transmisión $\mathbf{x}(\mathbf{t})$.
- σ^2 : Potencia de ruido a la entrada del receptor.

Se debe distribuir uniformemente la potencia total del transmisor P entre las antenas disponibles para poder maximizar la capacidad del sistema, y por tanto la matriz \mathbf{Q} vendrá dada por la expresión:

$$\mathbf{Q} = \frac{P}{N_T} * \mathbf{I}$$

La capacidad total de un sistema massive MIMO será:

$$C_{\text{MIMO}} = E \left[\log_2 \left(\det \left| \mathbf{I} + \frac{\frac{P}{N_T}}{\sigma^2} * \mathbf{H} * \mathbf{H}^* \right| \right) \right] = E \left[\log_2 \left(\det \left| \mathbf{I} + \frac{\rho}{N_T} * \mathbf{H} * \mathbf{H}^* \right| \right) \right],$$

donde destacamos que la ρ es la relación señal a ruido media en cada una de las antenas receptoras.

Si comparamos la capacidad de un sistema SISO con uno MIMO se puede demostrar:

$$\frac{C_{\text{MIMO}}}{C_{\text{SISO}}} \propto \min (N_T, N_R)$$

Donde podemos concluir que la capacidad de un sistema MIMO será N_T o N_R veces mayor que la de un sistema SISO.

Todas las fórmulas correspondientes al sistema se pueden encontrar en la bibliografía adjunta [5].

2.2. MIMO punto a punto

El objetivo de este apartado es explicar las limitaciones de los sistemas MIMO y por qué la tecnología MIMO punto a punto y punto a multipunto no se consideran tecnologías escalables.

El MIMO punto a punto se basa principalmente en la transmisión de datos a un usuario que tiene K antenas desde una estación base compuesta por M antenas, la transmisión de los datos se realiza utilizando la multiplexación por división de frecuencia (OFDM), es decir el ancho de banda total disponible se repartirá en unas determinadas sub-bandas de frecuencia.

La eficiencia espectral del enlace expresada en bits/segundo/Hz vendrá dada por la expresión:

$$C \propto \min(M, K) \log_2 \rho_d$$

Donde ρ_d es la relación señal a ruido en cualquier receptor, por lo que se podría aumentar el rendimiento del sistema agregando antenas en los extremos de los enlaces y sin necesidad de aumentar el correspondiente ancho de banda ni la potencia radiada.

En la siguiente ilustración proporcionada podemos apreciar un ejemplo de un enlace MIMO punto a punto:

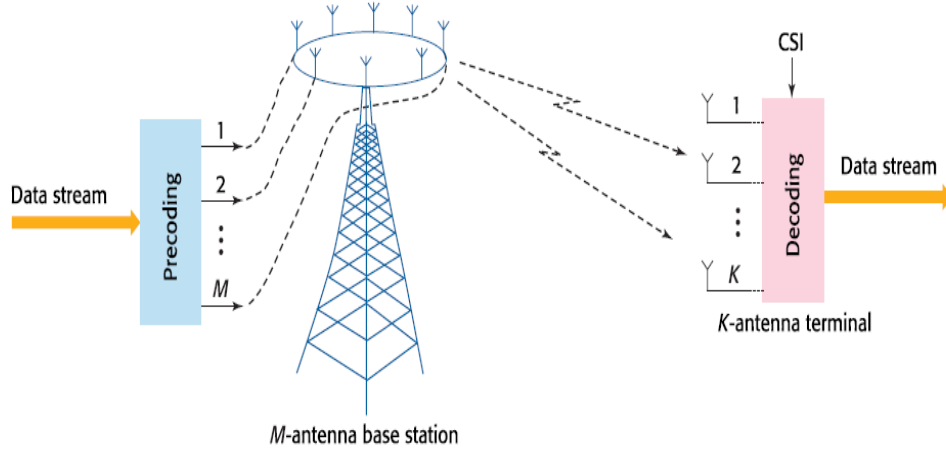


Figura 5: Enlace correspondiente a un enlace MIMO punto a punto [7].

La capacidad del sistema la podemos expresar con la teoría de Shannon en bits/segundo/Hz:

$$C = \log_2 \det(\mathbf{I}_K + \frac{\rho_d}{M} * \mathbf{G}_d^H * \mathbf{G}_d) = \log_2 \det (\mathbf{I}_K + \frac{\rho_d}{M} * \mathbf{G}_d^H * \mathbf{G}_d)$$

Donde \mathbf{G}_d es la matriz $M \times K$ que contienen las ganancias del canal que conecta la estación base con las antenas receptoras, \mathbf{I}_K denota la matriz identidad $K \times K$ y el superíndice H denota la transpuesta conjugada. Esta ecuación se aplica al enlace representado en la figura anterior.

El principal objetivo es que el receptor pueda identificar correctamente los distintos valores matriciales que se transmiten por el canal de comunicación.

El principal problema que presenta esta tecnología es que no se considera escalable ya que aparece limitada según el estándar 802.11ac [21] y debido a que se alcanza el límite establecido por la teoría de Shannon [17].

2.3. MIMO multiusuario

Un enlace MIMO multiusuario destaca principalmente por estar relacionado con el MIMO punto a punto ya que pasamos de tener en el receptor un usuario con K antenas a tener K usuarios independientes con una sola antena.

MIMO multiusuario nos proporciona dos ventajas fundamentales con respecto MIMO punto a punto: en primer lugar nos ofrecerá un entorno menos vulnerable a los problemas de la propagación, debido a que puede funcionar de forma correcta incluso por debajo de las condiciones de línea de vista, siempre y cuando la separación angular entre usuarios sea mayor que la resolución angular del array de la estación base, y en segundo lugar solo necesita terminales de una sola antena.

Lo que realmente impide que la tecnología MIMO multiusuario sea escalable, es el crecimiento exponencial en la complejidad de codificación y precodificación [7] y el tiempo invertido en adquirir la información del estado del canal, el cuál crece a medida que se incrementan tanto el número de antenas del servicio, cómo el número de usuarios.

2.4. Massive MIMO como tecnología escalable

Massive MIMO está considerada como una tecnología escalable ya que no trata de alcanzar el límite máximo de la teoría de la información de Shannon y paradójicamente aumenta la capacidad del sistema. Se aleja de ese límite de la teoría de Shannon [17], de varias formas: empleando sistemas TDD (*Time Division Duplex*), ya que el tiempo en adquirir la información del estado del canal (CSI) es independiente del número de antenas en la estación base, y realizando un multiplexado de precodificación lineal para el canal descendente, y un demultiplexado de decodificación lineal para el enlace ascendente, para poder obtener simetría para ambos enlaces.

Como síntesis se puede recalcar que lo que hace que realmente massive MIMO sea escalable (“eficiente”) es la utilización de forma adecuada de la capacidad del sistema, reduciendo los tiempos para transmitir y recibir información, y logrando que sus canales ascendentes y descendentes sean simétricos.

En los sistemas FDD (*Frequency Division Duplex*) el canal ascendente y el descendente no son simétricos, mientras que para los sistemas TDD ambos canales tienen simetría.

TDD habilita la escalabilidad de un sistema massive MIMO para usuarios móviles, mientras que FDD está limitada estrictamente para pequeños sistemas.

En la siguiente figura podemos apreciar una comparativa donde se ha utilizado un slot de una duración de 4 ms, el cual permite una movilidad a 35km/h a una frecuencia de 1,9 GHz:

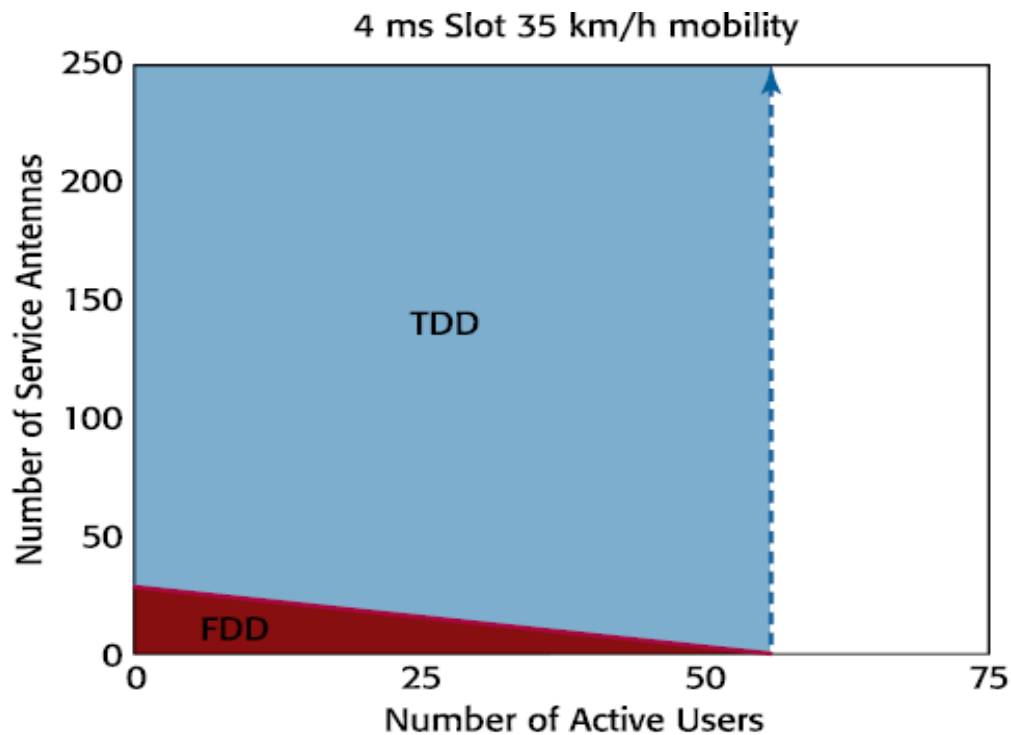


Figura 6: Comparación sistemas FDD con TDD para la escalabilidad de massive MIMO [7]

2.5. Canal descendente

Como se ha visto anteriormente, la tecnología massive MIMO utiliza el multiplexado por división espacial de tal forma que cada usuario en recepción demandante de un determinado flujo de datos recibirá única y exclusivamente los datos que iban destinados para el mismo, y de esta forma se emplean los mismos intervalos de tiempo y de frecuencia para todos los usuarios, y no se utiliza más espectro del necesario.

En el canal descendente un determinado número de terminales demandan flujos de datos independientes y es la estación base quien se encarga de suministrarlos mediante una determinada configuración de arrays de antenas, las cuales tienen que ser poco directivas para poder llegar a todas las estaciones móviles bajo cobertura. Dichas estaciones

receptoras tendrán antenas también poco directivas ya que necesitan conectarse a unas estaciones base que pueden encontrarse en cualquier punto.

En la siguiente figura podemos apreciar la precodificación que se debe realizar sobre los flujos de datos para que estos se puedan separar entre sí y lleguen con integridad al terminal deseado.

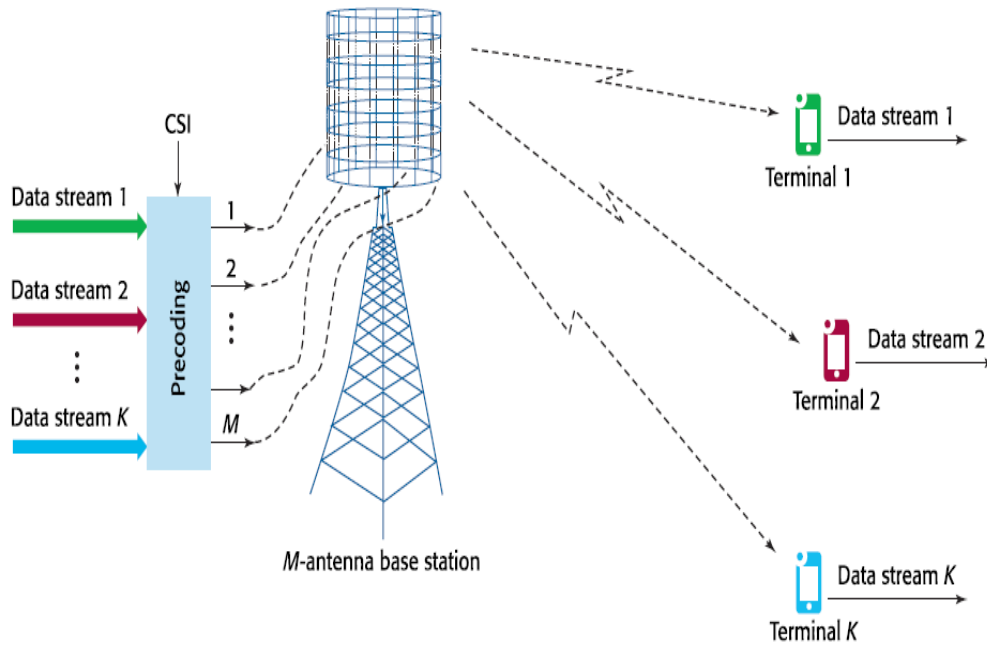


Figura 7: Enlace descendente para un sistema massive MIMO [7].

2.6. Canal ascendente

Las operaciones realizadas en el canal descendente serán las complementarias a las comentadas anteriormente. En primer lugar, los distintos usuarios envían los flujos de datos que necesitan en el mismo intervalo de tiempo y frecuencia mediante la multiplexación espacial, para evitar de esta forma las posibles interferencias con otras estaciones móviles cercanas a la estación base.

Una vez recibidos los distintos flujos de datos en la estación base se efectuará la correspondiente operación de decodificación de los mismos utilizando la información del estado del canal.

En la siguiente figura podemos apreciar cómo los distintos terminales envían los flujos de datos respectivos y cómo estos son procesados por la estación base mediante el bloque decodificador.

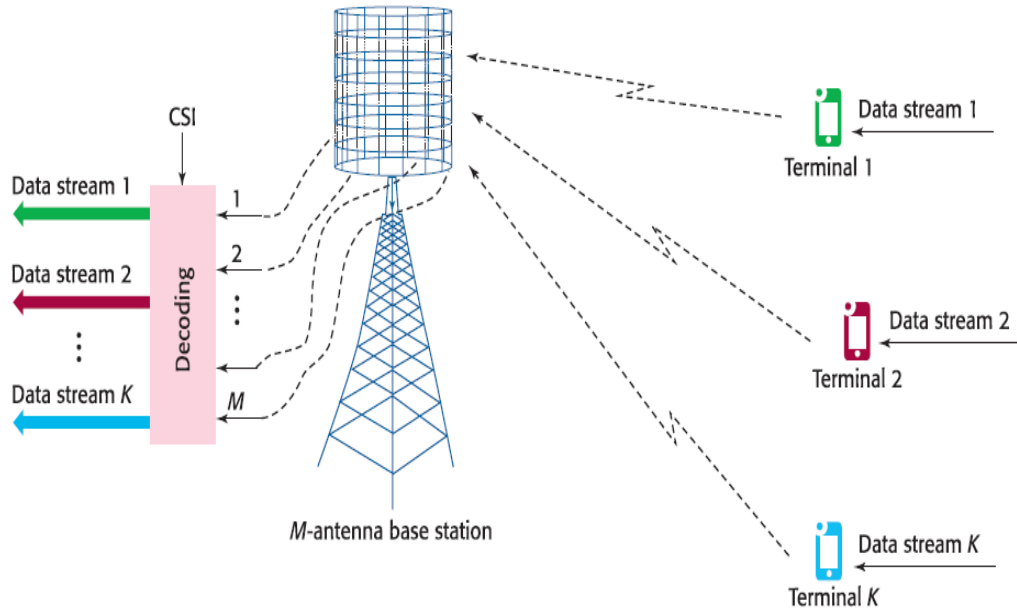


Figura 8: Enlace ascendente para un sistema massive MIMO [7].

2.7. Precodificación y codificación lineal.

En el enlace ascendente se lleva a cabo la precodificación necesaria de los diferentes flujos de datos transmitidos por los usuarios.

En primer lugar los diferentes usuarios envían los correspondientes símbolos utilizando una determinada modulación (normalmente QAM) denotados por q_k , estos símbolos se multiplican por su complejo conjugado y se estima un determinado coeficiente de canal denotado por \hat{g}_k , finalmente se suman estos coeficientes ponderadas sobre el valor de las M antenas que se dispongan para generar el símbolo recibido denotado por \hat{q}_k . Con un único usuario este proceso será óptimo para aprovechar la relación señal a ruido pero múltiples usuarios generarán interferencias.

En la siguiente figura se muestra de forma más detallada lo explicado:

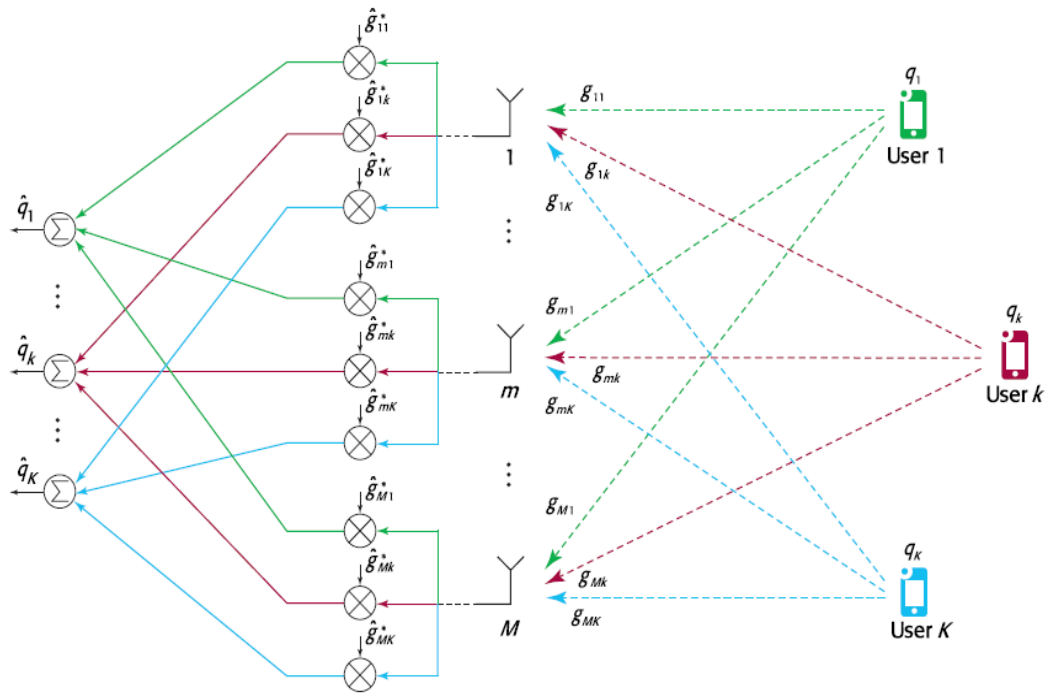


Figura 9: Filtro decodificador adaptado para el enlace ascendente massive MIMO [7].

Para el canal descendente los diferentes símbolos denotados por q_k se multiplican por su complejo conjugado para obtener un determinado coeficiente de canal denotado \hat{g}_k , se suman todos coeficientes sobre el valor que marque k para producir la señal que se introduce en la antena m-ésima y que finalmente se envía a los distintos usuarios. En la siguiente figura podemos apreciar lo comentado:

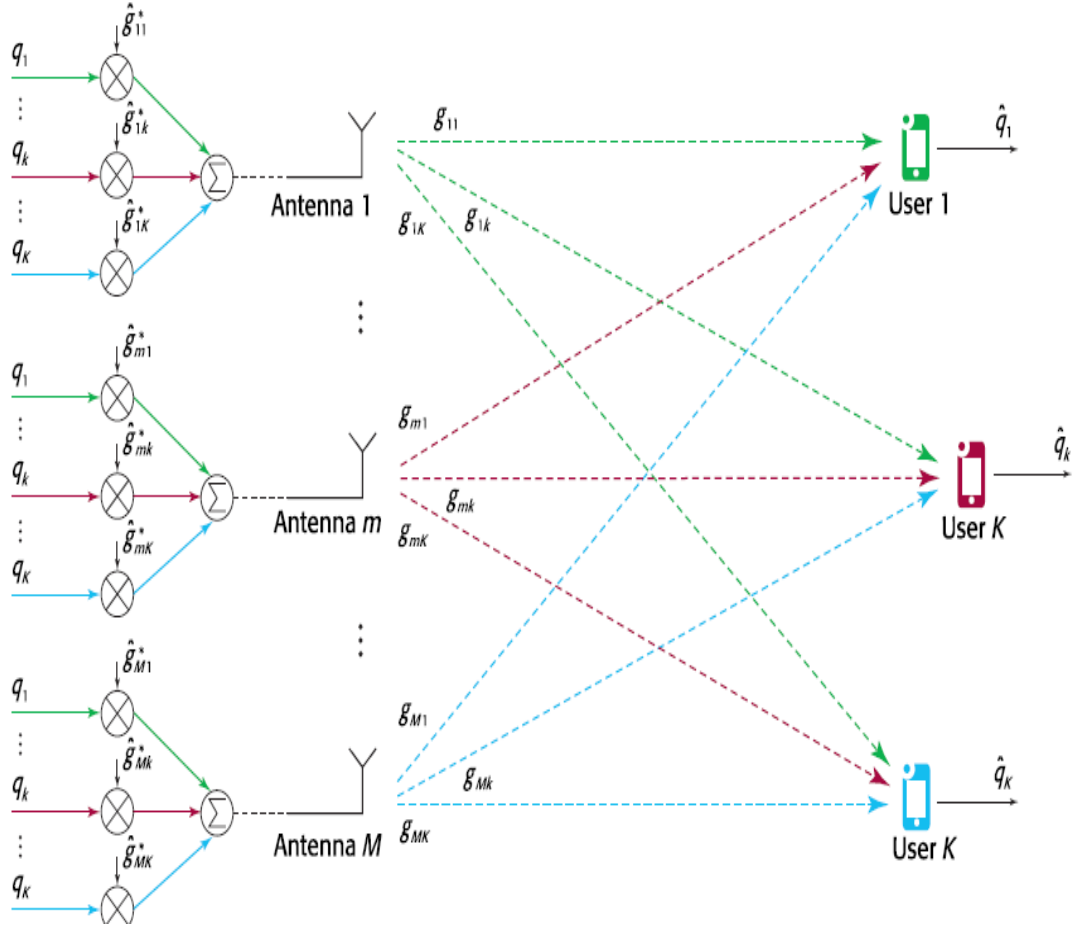


Figura 10: Enlace descendente massive MIMO [7].

2.8. Ganancia, control de potencia y limitación de massive MIMO

La ganancia de un sistema massive MIMO siempre crece linealmente con respecto al número de antenas en el transmisor, asumiendo una adecuada respuesta del canal.

En cambio, cuando el ancho del haz del transmisor es menor que la dispersión angular del medio, es decir cuando sólo se transmite a la posición determinada donde esté situado el usuario, la ganancia del array de antenas solo aumentará logarítmicamente con respecto al número de antenas del transmisor. Se aporta la siguiente figura, donde se puede apreciar el concepto explicado:

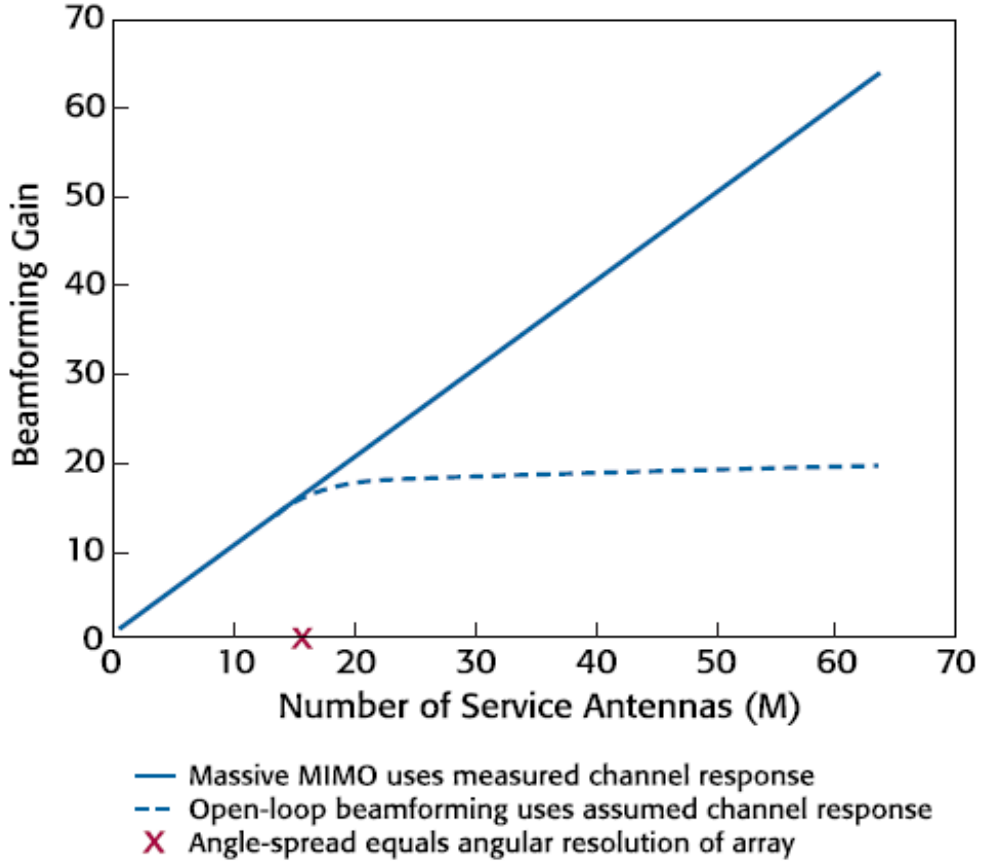


Figura 11: Ganancia de la matriz de massive MIMO [7].

El control de potencia en massive MIMO implicará multiplicar un determinado número K de símbolos QAM por determinados coeficientes de control de potencia para el canal ascendente y el canal descendente.

Dichos coeficientes los podemos apreciar en la siguiente figura:

$$\text{downlink : } q_k \rightarrow \sqrt{\eta_k} q_k, \quad k = 1, \dots, K, \quad \sum_{k=1}^K \eta_k \leq 1$$

$$\text{uplink : } q_k \rightarrow \sqrt{\eta_k} q_k, \quad \eta_k \leq 1, \quad k = 1, \dots, K.$$

Figura 12: Coeficientes de control de potencia de un sistema massive MIMO [7].

Podemos concluir diciendo que, resolviendo un conjunto de ecuaciones lineales con los mencionados coeficientes, se resolvería el mencionado control de potencia.

Por último, se va a explicar de forma teórica cuáles son las posibles limitaciones que puede tener un sistema massive MIMO para poder compararlas más adelante con las simulaciones y resultados obtenidos, y poder llegar a una conclusión que sirva en el futuro como apoyo para posibles líneas de investigación.

Para exponer de forma más clara algunos de los límites a los que puede llegar massive MIMO se van a utilizar algunas gráficas para su mejor comprensión.

La siguiente figura ha sido estudiada con una relación señal a ruido de 6 dB en el receptor y representa como irá aumentando la capacidad del sistema a medida que aumentan el número de antenas:

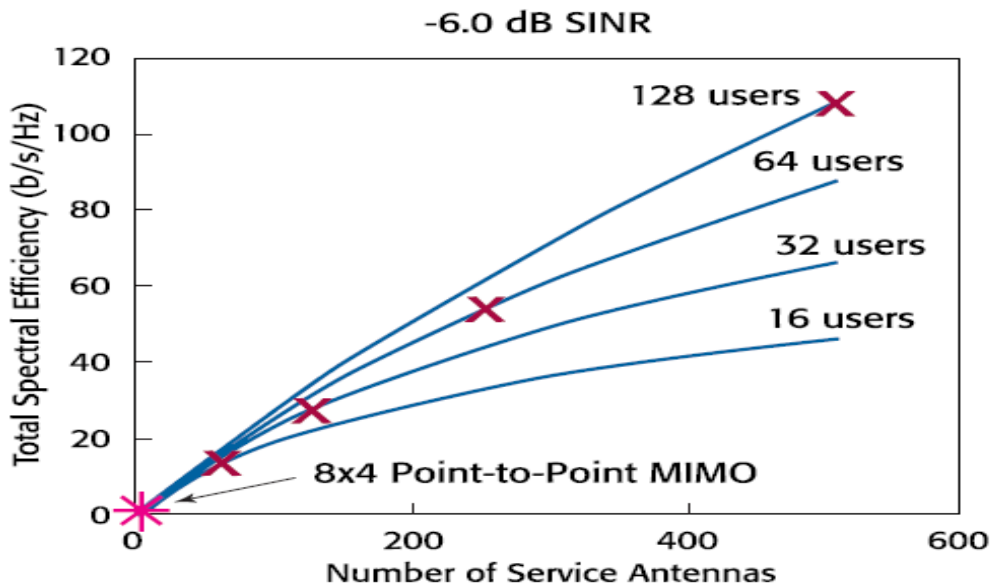


Figura 13: Eficiencia espectral con respecto al número de antenas en la estación base para distintos usuarios [7].

Donde las cruces nos representan el límite a partir del cual la ganancia del array se incrementa logarítmicamente con respecto al número de antenas, es decir cuando el ancho de haz utilizado en transmisión es menor que la dispersión angular del medio.

En la figura 14 se pretende comparar la capacidad necesaria de un sistema massive MIMO (curva roja), para un canal con desvanecimientos, frente a la capacidad teórica

de Shannon (curva azul), con respecto al número de antenas en la estación base, el estudio ha sido realizado para una relación señal a ruido de 0 dB y $K = 16$ antenas en el receptor:

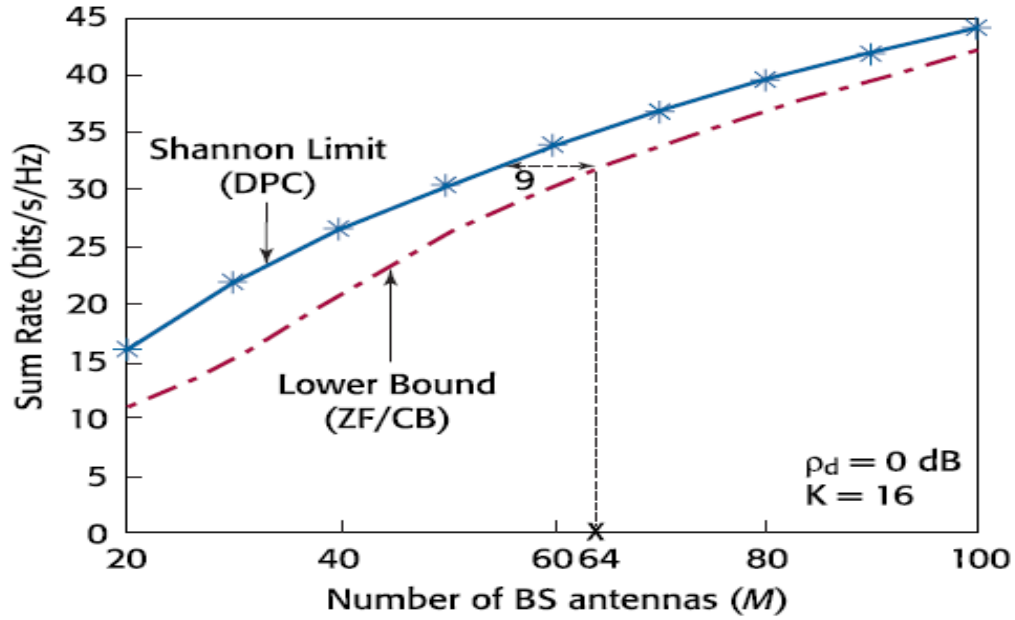


Figura 14: Eficiencia espectral con respecto al número de antenas en la estación base comparada con el límite de Shannon, cuando hay 16 usuarios [7].

3.0 Conformación de onda empleada en el código

3.1. Técnica OFDM

La técnica de generación de señal utilizada en el código reutilizado para este proyecto es OFDM [11], la cual es la más empleada en la actualidad para sistemas inalámbricos. Se emplea principalmente en WIFI, WIMAX Y LTE, e incluso se emplea en sistemas de transmisión por cable como ADSL o PLC.

OFDM significa “*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*”, y es un mecanismo de generación de forma de onda ideado para combatir la interferencia entre símbolos en medios de transmisión inalámbricos.

Dicha interferencia se produce debido a los distintos caminos que recorre la señal transmitida desde el transmisor hasta el receptor, es decir, que las señales transmitidas llegan repetidas en forma de eco al receptor por causa de los distintos obstáculos que hay en el camino.

3.2. Mecanismo empleado por OFDM para combatir la interferencia entre símbolos

La modulación OFDM se caracteriza fundamentalmente por transmitir símbolos de larga duración separados entre sí por un determinado intervalo de tiempo para evitar que interfieran unos con otros y prevenir de esta forma la interferencia entre símbolos. A su vez, permite realizar la igualación del canal con un solo coeficiente por subportadora.

El mecanismo que emplea por tanto la modulación OFDM es la introducción en ese intervalo de tiempo de un “*prefijo cíclico*”, el cual sirve para concatenar varios símbolos y poder diferenciarlos unos de otros. En la siguiente figura podemos apreciar de forma más clara el concepto:

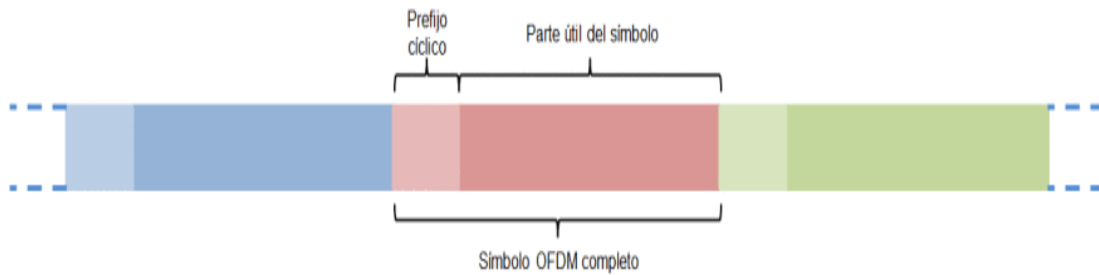


Figura 15: Estructura prefijo cíclico [11].

Podemos observar que al enviar el símbolo OFDM completo podría suceder que se solapase con el prefijo cíclico del símbolo siguiente, sin embargo esto no ocasiona ningún problema ya que el receptor se encarga de descartar el prefijo cíclico y la parte útil del símbolo queda intacta.

Sin embargo, podríamos decir que existe una limitación para este tipo de modulación, producida cuando el “eco” tiene una duración mayor que el prefijo cíclico, es decir que, aunque el receptor descarte el prefijo cíclico los símbolos útiles quedarán afectados por el eco de los símbolos anteriores, y por lo tanto se producirá interferencia entre símbolos (ISI).

A partir de esta explicación podemos hacernos una idea de la importancia que tiene la duración del prefijo cíclico y es que este debe tener una duración mayor a la máxima dispersión que pueda tener el “eco” en el escenario determinado en el que se esté trabajando.

Por tanto, si vamos a trabajar en un entorno de propagación de baja dispersión temporal bastará con un prefijo cíclico de corta duración, y si fuese el caso contrario necesitaríamos un prefijo de larga duración.

3.3. Importancia de símbolos OFDM de larga duración y generación de los mismos

En el punto anterior se ha explicado el concepto de prefijo cíclico y es en este punto donde se examinará la importancia de su longitud, ya que la larga duración del símbolo viene determinada por la necesidad de inserción del prefijo cíclico y que este no suponga una pérdida de capacidad notable. A partir de esto la duración de la carga útil del símbolo

deberá ser por lo menos cuatro veces la longitud del prefijo cíclico, para poder evitar una reducción notable en la capacidad del sistema completo.

El número de subportadoras disponibles para el envío de los diferentes flujos de datos vendrá condicionado de forma que no se exceda el ancho de banda total disponible.

Como síntesis de este apartado se puede decir que en sistemas de portadora única los símbolos son de corta duración (pocos bits por símbolo) mientras que en la modulación OFDM cada símbolo transporta mucha información (muchos bits por símbolo), aunque al final ambos sistemas transporten la misma cantidad de información.

En la siguiente expresión matemática, se pretende aportar un ejemplo de un pulso rectangular empleando OFDM:

$$\phi_k(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{T - T_{cp}}} * e^{j2\pi \frac{W}{N} * k(t - T_{cp})} & \text{si } t \in [0, T] \\ 0 & \text{resto} \end{cases}$$

Donde N es el número de subportadoras, W es el ancho de banda (Hz), T es la longitud del símbolo en segundos y T_{cp} es la longitud en segundos del prefijo cíclico.

3.4. Channel state information

El uso de OFDM como sistema de transmisión junto con el prefijo cíclico nos permite descomponer el canal original de banda ancha en N subcanales independientes de banda estrecha y de respuesta en frecuencia plana.

Para poder recuperar de forma adecuada la señal en el receptor deben revertirse los cambios introducidos por el canal en la señal transmitida, y este proceso se define como ecualización.

En las siguientes figuras podemos observar el procesado empleado OFDM para un sistema massive MIMO:

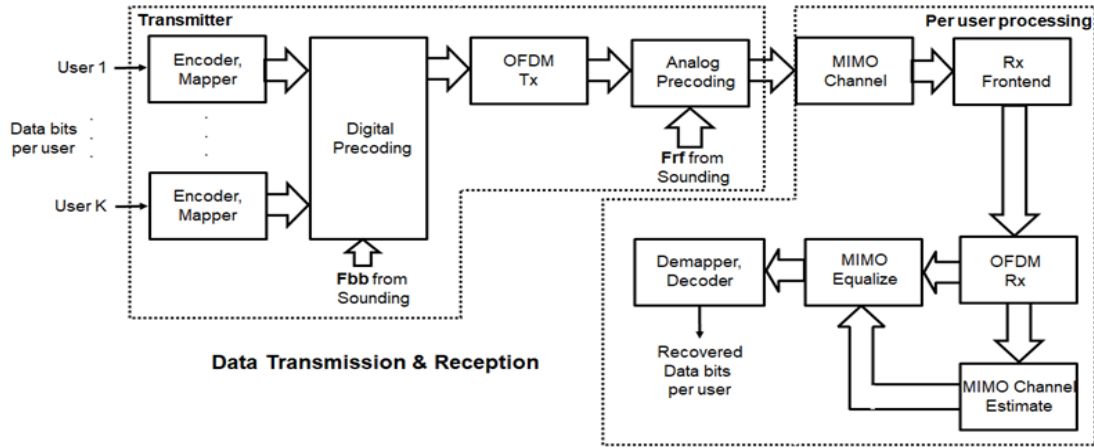


Figura 16: Información de transmisión y recepción para un sistema massive MIMO [26].

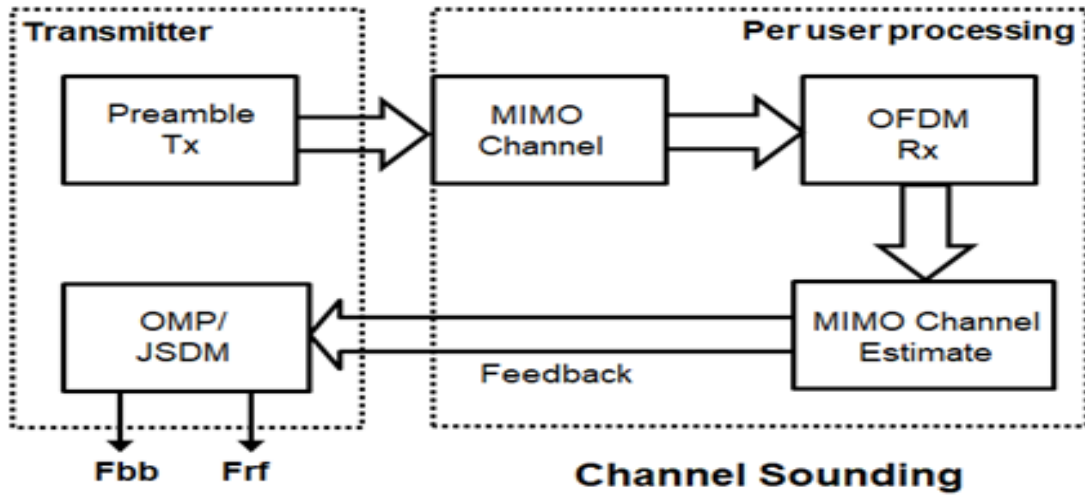


Figura 17: Esquema de identificación del canal mediante preámbulos en un sistema MIMO-OFDM [26].

En la última figura aportada vemos como el transmisor envía una señal de preámbulo (*preamble signal*), la cual se envía a través de todas las antenas transmisoras por el canal MIMO y se procesa en el receptor, haciendo una estimación del canal mediante determinados algoritmos de reconstrucción de la señal.

Para comprender de forma adecuada el esquema mostrado se define el concepto de *frame*: unidad de transmisión mínima compuesta por 10 *slots*, donde cada uno posee un preámbulo y 8 ranuras de datos, y a cada ranura de datos se le añade un prefijo cíclico para reducir la ISI (interferencia entre símbolos) y un símbolo OFDM. La principal función del preámbulo es la sincronización temporal.

3.5. *Hybrid Beamforming*

Una vez explicada la información del estado de canal de un sistema massive MIMO, es importante introducir el concepto teórico de *Hybrid Beamforming* [25], ya que presenta un papel fundamental en el sistema massive MIMO de este proyecto.

Hybrid Beamforming es una tecnología de comunicaciones que resulta prometedora debido al equilibrio que establece entre la complejidad del hardware empleado y el rendimiento que proporciona al sistema.

Esta tecnología tiene como objetivo ofrecer un diseño de un precodificador-combinador, tanto digital como analógico, que maximice el rendimiento de un sistema de comunicaciones, a diferencia de los criterios convencionales de separar las etapas analógicas y digitales. Esta estructura híbrida utiliza desfasadores analógicos combinados con un número de cadenas de radiofrecuencia.

Para realizar el procesamiento de la señal en recepción, en la parte analógica de radiofrecuencia se ofrece un control de fase de alta dimensión, tras el cual se realiza un procesamiento de banda base digital de baja dimensión.

Previamente, para enviar los flujos de datos a través del canal se obtienen un conjunto de ponderaciones de precodificación y combinación a través de la matriz del canal. De esta forma se asegura la recuperación de cada flujo de datos de manera independiente.

En el siguiente esquema que se muestra a continuación cada antena aparece conectada a un único módulo de transmisión y recepción:

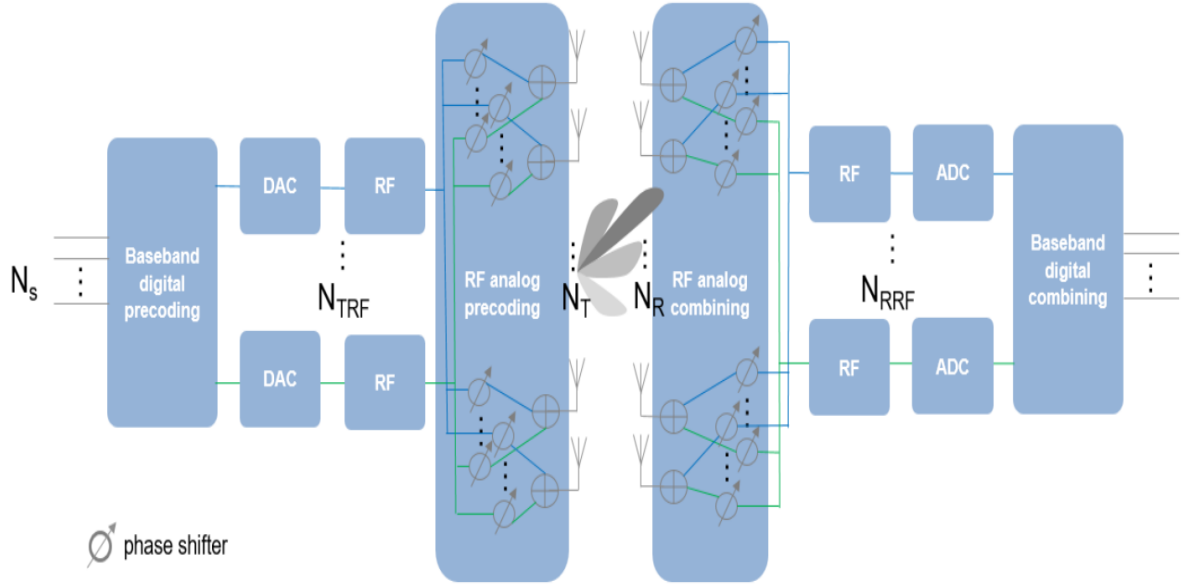


Figura 18: Configuración Hybrid Beamforming [27].

La figura nos muestra como en la parte del transmisor, el número de conmutadores utilizados N_{TRF} , es menor que el número de antenas transmisoras N_T , cada antena se puede conectar a uno o más conmutadores con el objetivo de poder proporcionar más flexibilidad.

El esquema del receptor es similar donde el número máximo de flujos de datos N_s que puede soportar el sistema, es el menor de los valores de N_{TRF} y N_{RRF} , siendo N_{TRR} el número de conmutadores del receptor.

Con este esquema mostrado se puede apreciar cómo se realiza la conformación del haz tanto en el dominio digital como en el analógico por ello se le denomina *Hybrid Beamforming*.

Hay que destacar que han surgido numerosos desafíos para lograr maximizar la tasa de datos sujetas a las restricciones marcadas por el *Hybrid Beamforming*, al mismo tiempo que se resuelven las matrices de procesamiento óptimas tanto para la precodificación analógica como digital.

4.0 Algoritmos de Reconstrucción

Los algoritmos de reconstrucción están caracterizados por procesos iterativos para acentuar, realzar, mejorar o atenuar la distorsión en las señales recibidas.

En este capítulo se detallarán los diferentes algoritmos empleados por massive MIMO para reconstruir las señales ruidosas, ya que se necesitará recuperar la señal de forma adecuada, y minimizando los posibles efectos de ruido.

4.1. OMP (*Orthogonal Matching Pursuit*)

En este apartado se va a explicar la base teórica que emplea el algoritmo de reconstrucción OMP [12] (*Orthogonal Matching Pursuit*), ya que representa un aspecto importante en el código de la demo escogida de massive MIMO. Su utilidad se centra en el caso de un solo usuario en el sistema que demanda varios flujos de datos; para más de un usuario, se empleará otro algoritmo de reconstrucción de señales que se detallará en el siguiente apartado.

Debido a la complejidad de las matemáticas que presenta este algoritmo vamos a centrarnos en sus puntos más importantes sin entrar en las fórmulas matemáticas ya que no es el objetivo de este proyecto.

OMP se define como un algoritmo de reconstrucción para la recuperación de una señal dispersa de alta dimensión basada en un pequeño número de mediciones de señales ruidosas. Este algoritmo posee unas determinadas reglas de cálculo modificadas para que no se seleccionen componentes que no tenga valor.

Este algoritmo almacena en un “diccionario” una gran cantidad de vectores los cuales va recorriendo de forma iterativa aplicando unas escalas de ponderación, con el fin de obtener una representación óptima de las señales dispersas.

Sus principales propiedades son:

- Convergencia cuando el valor residual R_n tiende a 0 para cualquier señal \mathbf{f} que se encuentre en el “diccionario”.
- El error $\|\mathbf{Rn}\|$ disminuye de forma monótona.

- Su ecuación de la conservación de la energía es:

$$\|f\|^2 = \|R_{N+1}\|^2 + \sum_{n=1}^N |a_n|^2$$

Donde a_n lo denotamos como el factor de ponderación escalar.

Si el valor residual converge rápidamente a cero se necesitarán pocos vectores para obtener una buena aproximación a \mathbf{f} , señal correspondiente al espacio de Hilbert que se expresa como una suma ponderada de muchas funciones vectoriales pertenecientes al “diccionario”.

Se puede destacar la importancia de este algoritmo en massive MIMO ya que este sistema necesita reconstruir una gran cantidad de flujo de datos para que lleguen al receptor de forma adecuada.

Dicho algoritmo además de encontrarlo en massive MIMO tiene numerosas aplicaciones como codificación de video, representación y reconocimiento de formas, codificación de objetos en 3D y aplicaciones en el área de la salud.

Las expresiones citadas se pueden encontrar en la referencia [12].

4.2. Definición JSDM (*Joint Spatial Division and Multiplexing*)

El algoritmo JSDM [14] emplea la multiplexación por división espacial, dicha tecnología segmenta el espacio en sectores para transmitir diferentes portadoras, separadas unas de otras con una determinada banda de guarda para mitigar las posibles interferencias.

La principal diferencia que presenta dicho algoritmo con OMP es que solo se va a utilizar cuando se tenga más de un usuario en nuestro sistema.

La idea principal de la que parte JSDM consiste en dividir a la población de usuarios en grupos que tengan la misma covarianza de canal y dividir la formación del haz del enlace descendente en dos etapas: una matriz de preforma de haz que solo dependa de las estadísticas de segundo orden del canal de sus matrices de covarianza, y una matriz de precodificación que depende de la realización instantánea del canal efectivo con el preformado de haz correspondiente. La matriz de conformación previa al haz se elige para minimizar la interferencia intergrupala aprovechando la independencia lineal de los modos

dominantes de las matrices de covarianza. La etapa de precodificación requerirá una estimación instantánea del canal.

De forma resumida y para que quede bien claro su concepto, podemos concluir este apartado diciendo que JSDF se utilizará concretamente en un enlace descendente de massive MIMO debido a la necesidad que tiene el algoritmo de utilizar un gran número de antenas en la estación base.

5.0 Software de simulación empleado

5.1. Medios empleados

En primer lugar, se planeó trabajar sobre una demo correspondiente a la página web referenciada en [16]; dicha demo fue elegida debido a la diversidad de pruebas a las que se podían someter al código y para tener diferentes escenarios de trabajo a la hora de realizar el proyecto.

En general la demo empleada se encarga de simular el canal de transmisión, donde se hace un cálculo del CSI (*Channel State Information*) y posteriormente se genera el esquema de transmisión y recepción de *Hybrid Beamforming*. La configuración establecida permite soportar un número variable de antenas en el transmisor y en el receptor, varios usuarios receptores y un número variable de flujos de datos con ciertas limitaciones.

Un aspecto importante a tener en cuenta es que el programa escogido implementa un enlace descendente, de estación base a un conjunto de usuarios.

Se empezó haciendo unas pruebas sobre el código con la versión inicial cambiando algunos de sus parámetros más relevantes para intentar comprender mejor cómo funcionaba el sistema, dichas pruebas fueron simuladas desde un ordenador ASUS con procesador i5. Posteriormente se decidió prescindir de este dispositivo debido a que los tiempos de simulación previstos para este estudio iban a ser muy largos, de esta manera la medida que se adoptó fue utilizar un escritorio remoto de la Universidad de Alcalá de Henares mediante el programa X2Go Client para poder conectarse a servidores más potentes y realizar todas las simulaciones necesarias durante varios días sin necesidad de parar el programa Matlab®.

El código empleado se fue modificando en distintas versiones con el fin de poder reducir el tiempo de simulación, poder sacar figuras representativas e ilustrar de forma precisa los resultados obtenidos, y poder salvaguardar el espacio de trabajo de las distintas variables para explotar los resultados finales.

5.2. Estructura general del código y variables modificadas o añadidas al mismo

5.2.1 Parámetros básicos del sistema

En primer lugar, el código de la demo que simula un sistema massive MIMO nos define los parámetros básicos del sistema entre los cuales destacan: el número de usuarios que demanda el servicio, el número de antenas necesarias en transmisión y recepción, parámetros definitorios del sistema de transmisión basado en OFDM, número de tramas enviadas y las distintas modulaciones que se pueden emplear.

Hay que destacar las expresiones utilizadas para definir el número de antenas en transmisión y recepción:

- $\text{prm.numTx} = \text{prm.numSTS} \times 8$, donde prm.numTx es el número de antenas en transmisión y prm.numSTS es el número de flujos de datos.
- $\text{prm.numRx} = \text{prm.numSTS} \times 4$, donde prm.numRx es el número de antenas en recepción.

En las líneas de código correspondientes a la definición de parámetros fue añadido otro campo llamado prm.numFrames , el cual se utiliza para enviar una serie de bloques de datos y realizar tantas iteraciones como sean necesarias para obtener algunas estadísticas, especialmente de errores de bit, cuando esto fuera posible. Dicha variable fue añadida con el objetivo de dejar fijado el número de símbolos OFDM por trama ($\text{prm.numDataSymbols}$).

En la parte inicial del código, también se definen las distintas posiciones a las que estarían situados los usuarios respecto de la estación base, así como los distintos ángulos de acimut y elevación que definen la directividad de las transmisiones. La frecuencia central utilizada por el sistema es de 28 GHz y la figura de ruido de los receptores es fija con valor de 10 dB.

5.2.2 Generación de forma de onda OFDM empleada en el código

En segundo lugar, se definen los distintos parámetros correspondientes a la generación de forma de onda OFDM empleada por el sistema donde se dejan fijos parámetros

importantes como la longitud correspondiente al prefijo cíclico o el número de portadoras utilizadas.

En este apartado aparece la variable *codeRate*, tasa de código de canal utilizado por nuestro sistema de valor inicial 1/3, donde se decidió modificar su valor a 1/2 y hacerlo fijo. La variación de esta variable vino precedida por la modificación del codificador convolucional y el decodificador de viterbi, con ello se logró reducir el tiempo de simulación y por lo tanto se reducía el número de tramas que había que enviar.

Un parámetro importante de este apartado a destacar es el cálculo del número de bits totales recibidos por el receptor que aparece definido por la variable *prm.numFrmBits*, y depende de parámetros como: número de flujos de datos enviados, número de portadoras, bits por subportadora, tasa de código y número de símbolos de datos. En este apartado, además, se definen los distintos arrays de antenas utilizados tanto para transmisión como para recepción, así como la posición de los receptores.

5.2.3 *Chanel state information*

El siguiente apartado que se puede apreciar en el código es el correspondiente a la información del estado del canal (*Chanel state information*), donde se genera una señal de difusión (*preamble signal*) que se envía a través de todas las antenas transmisoras y se procesa en el receptor (a fin de obtener una estimación de los coeficientes del canal).

Se adjunta una traducción propia de la información teórica aportada por el autor de el código de la demo, con el objetivo de ofrecer una explicación más detallada de este apartado:

“Para un sistema con multiplexación espacial, la disponibilidad de información de canal en el transmisor permite aplicar la precodificación para maximizar la energía de la señal en la dirección y el canal de interés.

Para el sistema MIMO elegido, se envía una señal de difusión a través de todos los elementos de antena de transmisión y se procesa en el receptor correspondiente al canal. Los elementos de antena del receptor realizan la preamplificación, la demodulación OFDM y la estimación del canal en el dominio de frecuencia para todos los enlaces.

Para un sistema multiusuario, la estimación del canal se obtiene de cada estación móvil y la estación base la utiliza para determinar las ponderaciones de precodificación. El ejemplo asume una retroalimentación perfecta sin cuantificación ni retrasos en la implementación”.

5.2.4 Hybrid Beamforming

En el apartado correspondiente a “**Hybrid Beamforming**” cabe destacar que se genera la infraestructura necesaria para los algoritmos de reconstrucción citados anteriormente, donde se puede apreciar que se emplea OMP para un solo usuario y JSMD cuando tenemos más de un usuario demandando flujos de datos. En este bloque también se añadieron las variables para poder salvaguardar las figuras de las constelaciones, el diagrama de radiación de la antena y el *workspace*.

A continuación, se adjunta una traducción propia de la sección teórica que aporta el autor de la demo:

“El ejemplo utiliza el algoritmo de reconstrucción (OMP) para un solo usuario en el sistema y emplea la técnica de multiplexación por división espacial conjunta (JSMD) para un sistema multiusuario, para determinar los pesos de precodificación en banda base digital $|F_{bb}|$ y RF analógica $|F_{rf}|$ para la configuración del sistema seleccionado.

Para un único usuario, el algoritmo de reconstrucción OMP es sensible a los vectores de respuesta del array $|A_t|$. Se utiliza un conjunto aleatorio de rayos dentro de un espacio tridimensional para cubrir el mayor número posible de dispersiones.

Para un sistema multiusuario, JSMD agrupa a usuarios con covarianza de canal de transmisión similar y suprime la interferencia intergrupar mediante un precodificador analógico basado en el método de diagonalización de bloques”.

5.2.5 Data Transmission

En la sección correspondiente a la **transmisión de los datos** se modela un sistema donde se realiza la formación del haz combinando las etapas analógicas y digitales. En la siguiente figura se representa el diagrama correspondiente:

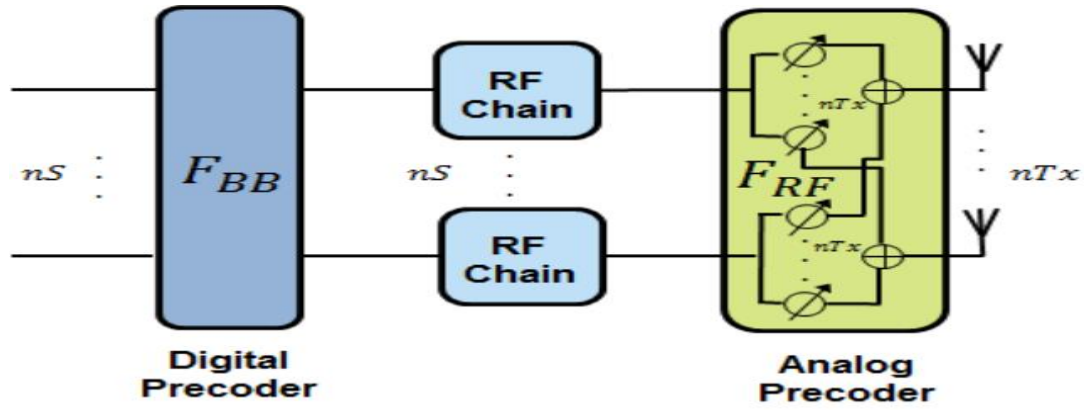


Figura 19: Diagrama de RF del sistema utilizado en la demo de referencia que implementa Hybrid Beamforming [16].

En la figura aportada se debe recalcar que parte del procesamiento de precodificación MIMO-OFDM, se hace en la parte de banda base-digital, y en la parte de *frontend* de RF-analógico: por ello se le denomina *Hybrid Beamforming*.

En este apartado se define el código convolucional empleado mediante la función “*poly2trellis*”, el cual fue modificado con respecto a la demo de referencia, para conseguir tener una tasa de código de 1/2.

Se añadieron las variables rmsEVM_avg y SNR_infbit para posteriormente poder realizar el promedio según el número de tramas enviadas.

Se añadió un bucle para enviar las distintas tramas, que abarca los dos últimos apartados: **propagación de la señal y reconstrucción y amplificación de la señal recibida.**

5.2.6 Signal Propagation

En este apartado se simulan las distintas pérdidas básicas por propagación, es decir las debidas al espacio libre.

Se adjunta la traducción correspondiente para ofrecer una explicación más detallada de este apartado:

“El ejemplo ofrece una opción para el canal MIMO espacial y un canal MIMO estático plano, para fines de validación.

El modelo de dispersión utiliza una aproximación de trazado de rayos con un número parametrizado de dispersiones. Para este ejemplo, el número de dispersiones está configurado en 100. La opción “*Scattering*” modela las dispersiones aleatoriamente dentro de una esfera alrededor del receptor, similar al modelo de anillo único.

Los modelos de canal permiten el modelado de pérdida de trayecto y las condiciones de propagación con y sin línea de visión directa (LOS). En el ejemplo se asume un modelo de propagación donde no existe línea de visión directa y donde las figuras de las antenas isotrópicas poseen geometría lineal y rectangular”.

5.2.7 Receive Amplification and Signal Recovery

Finalmente, en este apartado de reconstrucción y amplificación de la señal recibida se compensan las distintas pérdidas del trayecto y se le añade ruido AWGN definido a través del factor de ruido.

El demodulador utilizado es de tipo “*soft*” y se modificó el decodificador de viterbi de acuerdo a la tasa de código utilizada con valor 1/2, y se impuso también la condición de salvaguardar la primera trama enviada de la constelación que se estuviese ejecutando, para tener la seguridad de que las constelaciones correspondientes a los diferentes flujos de datos enviados se guardaban de manera correcta para su análisis posterior.

Se añadió la variable SNR_infbit con la siguiente expresión:

$$\text{SNR_infbit} = 10 \times \log_{10} \left(\frac{1}{\left(\frac{\text{rmsEVM}_{\text{avg}}}{100} \right)^2} \right) - 10 \times \log_{10}(\text{codeRate} \times$$

prm.bitsPerSubCarrier), donde codeRate representa la tasa de código, prm.bitsPerSubCarrier el número de bits por subportadora, y rmsEVM_avg el vector de error de magnitud, con la finalidad de dar el promedio por bit de información y salvaguardar estos valores cada diez tramas según el número de iteraciones realizadas. En este bucle se impuso una condición de parada, que podemos apreciar en el código adjunto del anexo, de tal forma que, si los errores de bit superan un determinado valor, se finaliza de inmediato su ejecución.

Al igual que en el transmisor, en el receptor se utiliza un sistema MIMO-OFDM que contiene algunas etapas como demodulación OFDM, ecualización MIMO y decodificación de canal. Los terminales de usuario pueden también disponer de varias antenas de recepción.

Finalmente, en las últimas líneas del código se calculan los promedios finales de la relación señal a ruido, *Error Vector Magnitude* y *Bit Error Rate* según el número de iteraciones realizadas y se asegura guardar todo el *workspace*, para su análisis posterior.

6.0 Simulaciones y presentación de resultados experimentales

6.1. Introducción: BER Y EVM

El termino de tasa de error de bit (BER) es conocido en el ámbito de comunicaciones digitales como la relación existente entre el número de bits detectados con error y los bits totales enviados, dicho concepto aparecerá constantemente en este proyecto ya que un objetivo de las simulaciones es poder caracterizar la calidad de la comunicación en la demo de massive MIMO escogida.

El EVM (*Error Vector Magnitude*) [15] es una medida utilizada en las comunicaciones digitales para definir la relación señal-ruido en el receptor. Cuando se transmite una determinada señal por un canal de comunicación lo ideal sería recibir todos los símbolos de la constelación enviada de forma idónea, es decir situados en las ubicaciones exactas del espacio de señales donde deben aparecer. Sin embargo, ya sabemos que esto no ocurre debido a los distintos fenómenos de distorsión, como ruido o interferencias.

El vector de error se define como la diferencia entre los símbolos recibidos en la realidad y los símbolos recibidos idealmente. Matemáticamente es la relación entre la amplitud del vector de error y la amplitud del valor cuadrático medio de la raíz de referencia con sus siglas en inglés (RMS) [22], y su expresión sería la siguiente:

$$\text{EVM(dB)} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{\text{error}}}{P_{\text{reference}}} \right)$$

Donde P_{error} es la amplitud del vector de error y $P_{\text{reference}}$ es la amplitud del vector de la potencia recibida ideal.

En unidades naturales su relación con la SNR viene dada por:

$$\text{EVM} = \frac{1}{\sqrt{\text{SNR}}}$$

6.2. Simulaciones generales del proyecto

En este proyecto se ha procedido a realizar distintas simulaciones con la demo seleccionada para poder comprender mejor cuáles son las posibilidades de esta tecnología.

Algunas de las variables empleadas en la demo se irán variando y otras se mantendrán, por ello es necesario especificar cuáles de ellas vamos a mantener siempre constantes.

Los parámetros pertenecientes a la generación de forma de onda OFDM empleada, la tasa de código, y la figura de ruido del receptor se mantienen constantes y se irán variando distintas variables: número de usuarios, número de tramas enviadas, distancias de los terminales a la estación base, ángulos de acimut y elevación, así como las modulaciones empleadas: QPSK, 16-QAM, 64-QAM y 256-QAM. El objetivo de estas simulaciones es poder ofrecer distintos datos que permitan conocer los beneficios e inconvenientes del uso de esta tecnología.

En estas simulaciones cabe destacar que no se ha podido realizar una evaluación de la probabilidad de error binaria a partir de la EVM, debido a la utilización de un decodificador “*soft*”.

Se considerará una acotación superior de la tasa de bit de error para las simulaciones donde no se obtengan errores de bits, de manera que la $BER < \frac{100}{N^{\circ} \text{ total de bits recibidos}}$.

Todas las simulaciones han sido realizadas conforme a las modificaciones explicadas en el capítulo 5.2. En el anexo adjunto se ofrecen las líneas de código que han sido modificadas y añadidas con respecto a la demo de referencia [16].

6.3. Simulaciones para un solo usuario

Se ha procedido a realizar unas simulaciones primarias, con el objetivo de apreciar el modo de funcionamiento de esta tecnología, para ello se ha fijado un solo usuario en recepción, y se han enviado una cantidad alta de bits utilizando todas las modulaciones posibles del código empleado: QPSK, 16-QAM, 64-QAM y 256-QAM.

Para estas simulaciones se consideran constantes: la generación de forma de onda OFDM empleada, la distancia del usuario a la estación base y ángulos de acimut y elevación.

Se irán variando los distintos flujos de datos y número de tramas enviadas, según el escenario de simulación.

Se detalla a continuación una lista donde se ofrece el significado de las distintas variables que se emplean en las simulaciones y que se repetirán a lo largo de todas las simulaciones realizadas:

- numTx: número de antenas en transmisión.
- numRx: número de antenas en recepción.
- prm.numUsers: número de usuarios.
- prm.numSTSVectors: número de flujos de datos.
- prm.mobilAngles: ángulos de acimut y elevación de los usuarios del sistema.
- prm.mobilRanges: distancia del usuario a la estación base.
- bitsPerSubCarrier: número de bits por subportadora.
- numDataSymbols: número de símbolos de datos OFDM.
- prm.numFrames: número de tramas enviadas.
- totalBits: número de bits totales recibidos.
- errors: errores de bit.
- errorRate: tasa de bit de error.
- rmsEVM_avg (%): magnitud del vector de error.
- SNR_infbit (dB): relación señal a ruido por bit de información recibida.

Como se ha indicado en el capítulo 5 los valores de la figura de ruido y la tasa de código serán fijos para todas las simulaciones realizadas, con valores de 10 dB y 1/2 respectivamente.

6.3.1 Simulaciones para las distintas modulaciones empleadas con un único flujo de datos

En la siguiente tabla adjunta se ha enviado un solo flujo de datos y una cantidad elevada de bits en orden ascendente según la modulación empleada con el objetivo de apreciar la eficiencia de las distintas modulaciones. Se detallan a continuación los **valores de configuración** de las variables del código y los **resultados obtenidos**:

Tabla 1: Un usuario y un solo flujo de datos

	Datos de Configuración			
Variables del Código	QPSK	16-QAM	64-QAM	256-QAM
numTx	8	8	8	8
numRx	4	4	4	4
prm.numUsers	1	1	1	1
prm.numSTSVectors	1	1	1	1
prm.movilAngles	[129.2,33.4]	[129.2,33.4]	[129.2,33.4]	[129.2,33.4]
prm.movilRanges (m)	546	546	546	546
bitsPerSubCarrier	2	4	6	8
numDataSymbols	10	10	10	10
prm.numFrames	30	50	100	150
Resultados				
totalBits	70020	233700	701400	1.4e+06
errors	0	0	0	0
errorRate	$\leq 1.4e-03$	$\leq 4.27e-04$	$\leq 1.42e-04$	$\leq 7.12e-05$
rmsEVM_avg (%)	2.44e-06	2.47e-06	2.46e-06	2.46e-06
SNR_infbit (dB)	152.24	149.13	147.39	146.15

En las siguientes figuras se puede apreciar las constelaciones de las distintas modulaciones empleadas, así como el diagrama de radiación del transmisor:

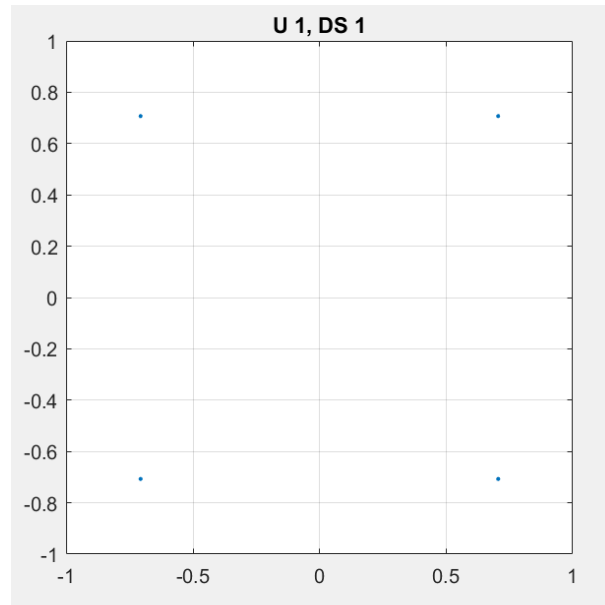


Figura 20: Constelación QPSK correspondiente a la primera trama enviada.

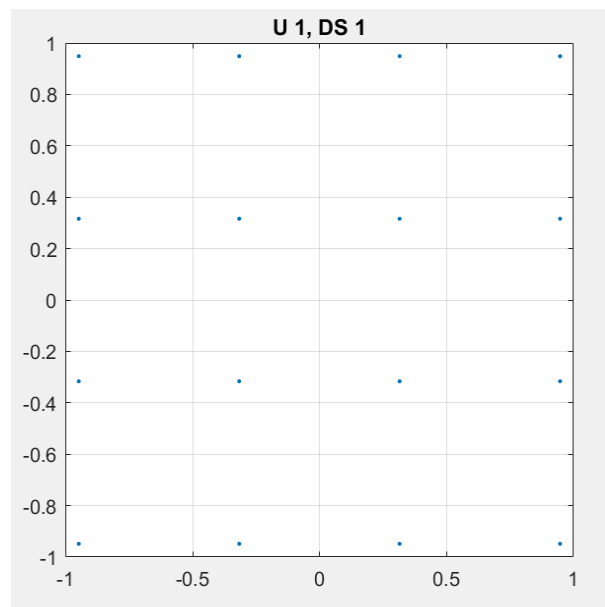


Figura 21: Constelación 16-QAM correspondiente a la primera trama enviada.

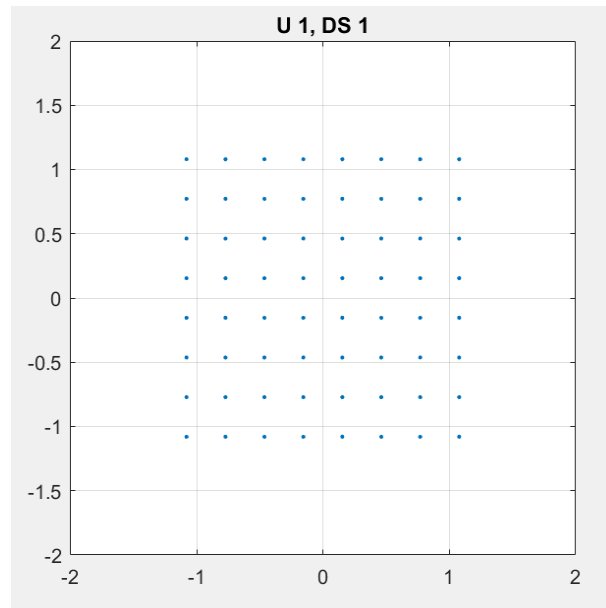


Figura 22: Constelación 64-QAM correspondiente a la primera trama enviada.

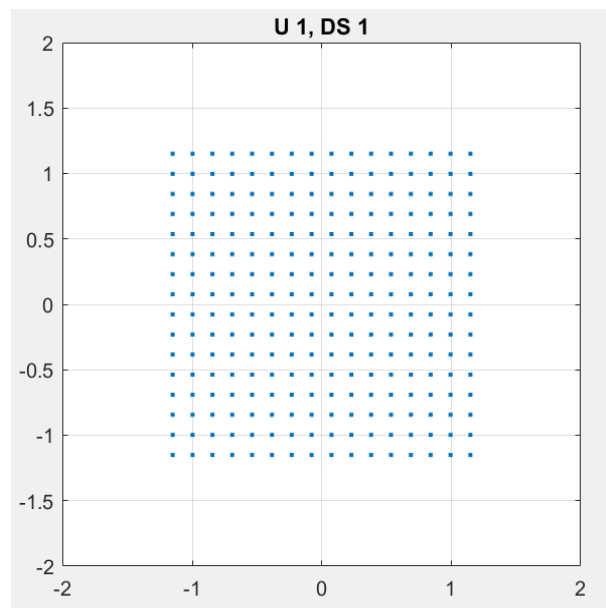


Figura 23: Constelación 256-QAM correspondiente a la primera trama enviada.

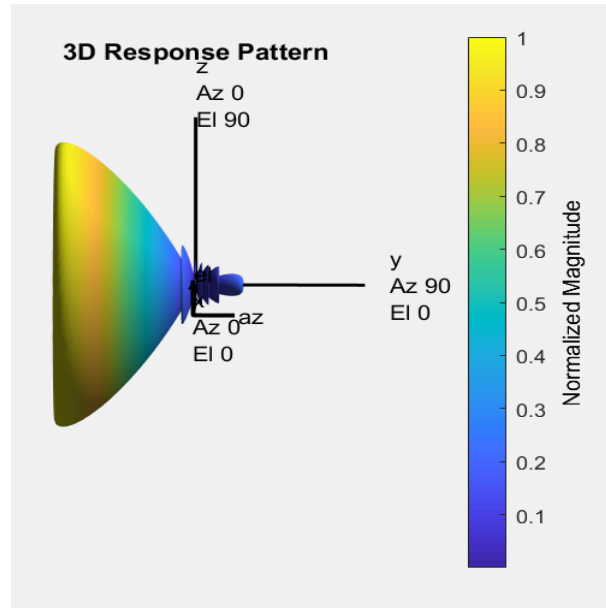


Figura 24: Diagrama de radiación del transmisor para las distintas modulaciones empleadas al enviar un solo flujo de datos.

El objetivo de estas simulaciones iniciales era verificar cómo funcionaba el sistema massive MIMO cuando se envía una cantidad elevada de tramas en una situación con un solo usuario y un único flujo de datos.

Los distintos valores de EVM y SNR ofrecidos para las distintas modulaciones empleadas y las figuras obtenidas de las constelaciones correspondientes nos muestran que el sistema funciona bien para las condiciones dadas, ya que no se producen errores para el número de bits enviados, y el valor de BER acotado es bastante bajo.

Los valores de EVM obtenidos son prácticamente iguales para todas las modulaciones empleadas, y se observa que el valor de BER acotado es prácticamente el mismo para todas, por ello se puede decir que para esta situación de simulación se podrán ofrecer velocidades elevadas con modulaciones como una 256-QAM para transferir los datos a la mayor velocidad posible a los usuarios sin pérdida de calidad.

6.3.2 Simulaciones para un usuario en las que se amplía el número de flujos de datos

El objetivo de estas simulaciones era comprobar cómo se comportaba el sistema cuando se amplía los flujos de datos, para poder establecer una comparativa de las variables más

importantes. Se amplió el número de flujos de datos transmitidos a cuatro y los resultados obtenidos fueron los siguientes:

Tabla 2: Un usuario y cuatro flujos de datos

	Datos de Configuración			
Variables del Código	QPSK	16-QAM	64-QAM	256-QAM
numTx	32	32	32	32
numRx	16	16	16	16
prm.numUsers	1	1	1	1
prm.numSTSVectors	4	4	4	4
prm.movilAngles	[129.2,33.4]	[129.2,33.4]	[129.2,33.4]	[129.2,33.4]
prm.movilRanges (m)	546	546	546	546
bitsPerSubCarrier	2	4	6	8
numDataSymbols	10	10	10	10
prm.numFrames	30	50	100	150
Resultados				
totalBits	280620	935700	2807400	5615100
errors	0	0	0	0
errorRate	$\leq 3.56e-04$	$\leq 1.06e-04$	$\leq 3.56e-05$	$\leq 1.78e-05$
rmsEVM_avg (%)	2.84e-05	2.86e-05	2.85e-05	2.85e-05
SNR_infbit (dB)	130.90	127.85	126.12	124.85

Los valores de EVM son tan pequeños que poco podemos decir comparativamente. Todas las modulaciones funcionan prácticamente igual de bien.

Al comparar los valores de la tabla 1 y 2, se observa cómo al ampliar el número de flujos de datos la SNR recibida por el receptor disminuye, y aumenta ligeramente el valor de EVM.

No obstante, los valores obtenidos en la tabla 2 representan que el sistema massive MIMO funciona de manera adecuada ya que no se obtienen errores y la BER acotada obtenida es ligeramente menor para modulaciones de mayor eficiencia por tanto en esta situación de simulación es recomendable el uso de una modulación 256-QAM, ya que los valores de BER acotados son suficientemente bajos y por ello se podrán recibir datos con mayor velocidad.

A continuación, se ofrecen los resultados de las simulaciones correspondientes a **8 flujos de datos**, con el objetivo de poder verificar que no existen errores y para poder caracterizar y comparar distintos valores de EVM y SNR en función del número de flujos de datos recibidos. En la tabla adjunta se ofrecen los valores correspondientes:

Tabla 3: Un usuario y ocho flujos de datos

	Datos de Configuración			
Variables del Código	QPSK	16-QAM	64-QAM	256-QAM
numTx	64	64	64	64
numRx	32	32	32	32
prm.numUsers	1	1	1	1
prm.numSTSVectors	8	8	8	8
prm.movilAngles	[129.2,33.4]	[129.2,33.4]	[129.2,33.4]	[129.2,33.4]
prm.movilRanges (m)	546	546	546	546
bitsPerSubCarrier	2	4	6	8
numDataSymbols	10	10	10	10
prm.numFrames	30	50	100	150
Resultados				
totalBits	561420	1871700	5.6e+06	1.1e+07
errors	0	0	0	0
errorRate	$\leq 1.78e-04$	$\leq 5.34e-05$	$\leq 1.78e-05$	$\leq 8.9e-06$
rmsEVM_avg (%)	6.37e-05	6.36e-05	6.3e-05	6.3e-05
SNR_infbit (dB)	123.90	120.90	119.14	117.89

Con el objetivo de simplificar las constelaciones obtenidas, se ofrecen únicamente las correspondientes a la tabla 3 con ocho flujos de datos, ofreciendo sólo el primer flujo de ellos ya que los demás son idénticos:

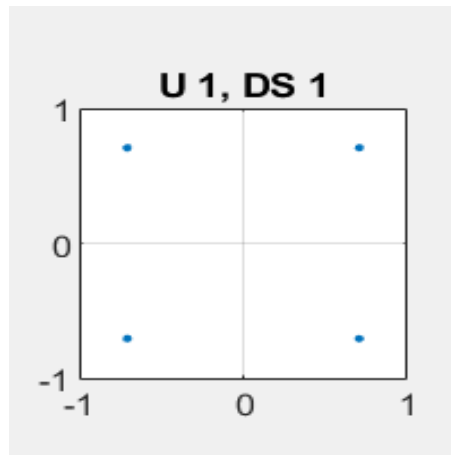


Figura 25: Constelación correspondiente a una modulación QPSK de la primera trama enviada.

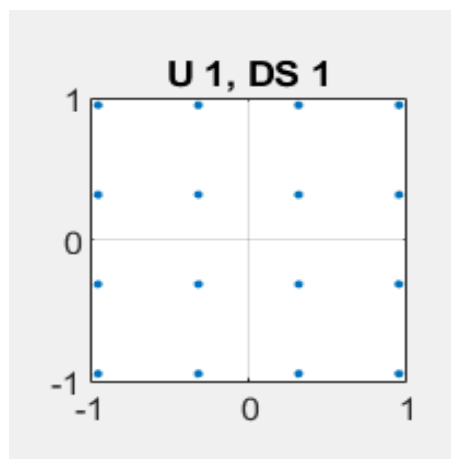


Figura 26: Constelación correspondiente a una modulación 16-QAM de la primera trama enviada.

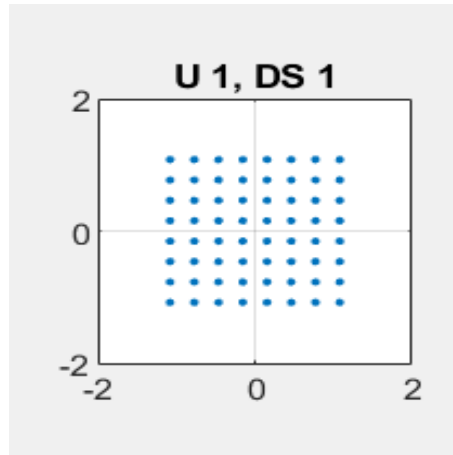


Figura 27: Constelación correspondiente a una modulación 64-QAM de la primera trama enviada.

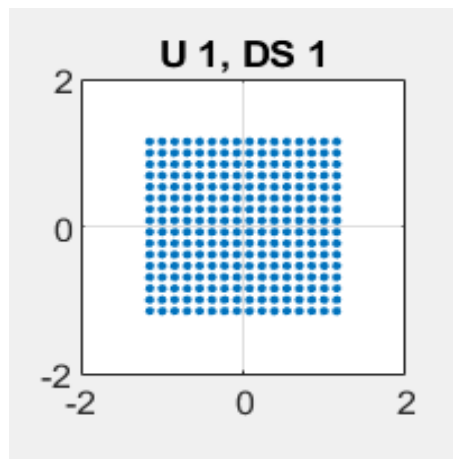


Figura 28: Constelación correspondiente a una modulación 256-QAM de la primera trama enviada.

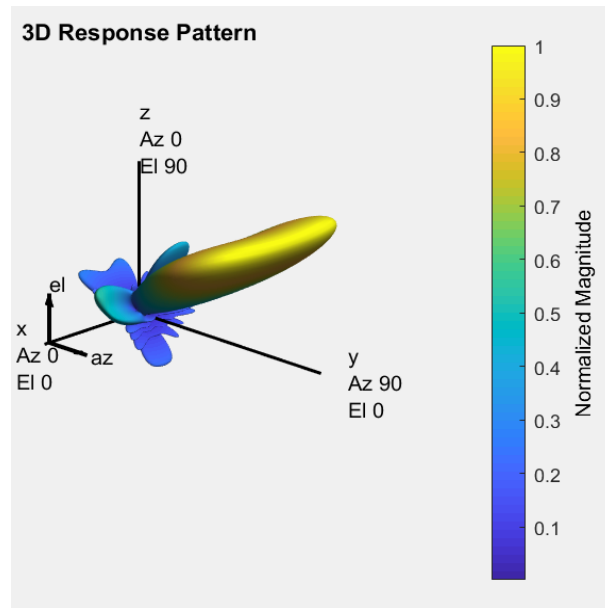


Figura 29: Diagrama de radiación de la antena para las distintas modulaciones empleadas cuando se envían 8 flujos de datos.

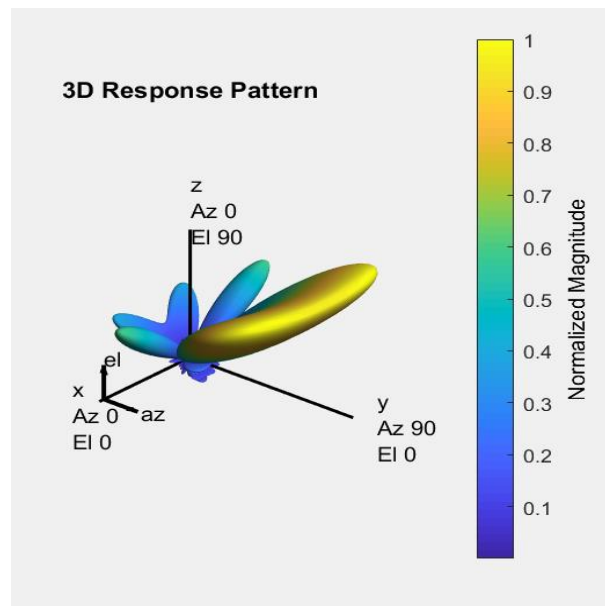


Figura 30: Diagrama de radiación de la antena para las distintas modulaciones empleadas cuando se envían 4 flujos de datos.

Las distintas constelaciones obtenidas nos muestran que los símbolos se reciben de forma adecuada y sin errores presentando una buena calidad en la señal recibida.

Se ha podido verificar mediante estas simulaciones que no se han producido errores de bit para la longitud de bloque de datos transmitidos, y que los receptores ofrecen valores razonables de SNR y EVM en todas las modulaciones empleadas.

Si comparamos la tabla 1 con la tabla 3 se puede apreciar una diferencia de SNR significativa, aunque los valores siguen siendo adecuados para la correcta recepción de la señal.

La síntesis de este apartado queda clara al comprobar que con un solo usuario en recepción el sistema no presenta errores y se puede sin problema utilizar las modulaciones de mayor eficiencia si se requiere una velocidad elevada de datos, ya que como se ha podido comprobar aunque sean más sensible al ruido funcionan de manera adecuada.

6.4. Simulaciones realizadas para dos usuarios

En estas simulaciones el objetivo era determinar cómo se comportaba el sistema con un usuario más en recepción, para poder ofrecer distintos escenarios de simulación donde se puedan comparar y caracterizar parámetros como SNR, EVM y BER, así como la eficiencia del sistema, según los posibles errores que puedan aparecer.

Para las simulaciones aportadas se han enviado una cantidad alta de bits, y se van a utilizar las modulaciones: QPSK, 16-QAM, 64-QAM y 256-QAM.

Se consideran constantes: generación de forma de onda OFDM empleada y ángulos de acimut y elevación.

Se irán variando distintos parámetros: flujo de datos, número de tramas enviadas, distancias del usuario a la estación base.

6.4.1 Simulaciones para dos usuarios situados en diferentes posiciones respecto la estación base

Se decidió en estas primeras simulaciones con dos usuarios no modificar la variable asociada a la distancia de los usuarios a la estación base, tomando así los valores constantes que establece el programa.

En este escenario de simulación los objetivos principales eran la comprobación de posibles errores, y caracterizar aquellas modulaciones que resulten más eficientes cuando la SNR Y EVM tomen valores adecuados. En la siguiente tabla adjunta podemos apreciar los valores obtenidos:

Tabla 4: Dos usuarios y cuatro flujos de datos por usuario:

	Datos de Configuración			
Variables del Código	QPSK	16-QAM	64-QAM	256-QAM
numTx	64	64	64	64
numRx	[16,16]	[16,16]	[16,16]	[16,16]
prm.numUsers	2	2	2	2
prm.numSTSVec	[4,4]	[4,4]	[4,4]	[4,4]
prm.movilAngles	[67,-60;-79,-20]	[67,-60;-79,-20]	[67,-60;-79,-20]	[67,-60;-79,-20]
prm.movilRanges (m)	[546,859]	[546,859]	[546,859]	[546,859]
bitsPerSubCarrier	2	4	6	8
numDataSymbols	10	10	10	10
prm.numFrames	20	80	110	100
Resultados				
totalBits	[1.8e+05,1.8e+05]	[1.9e+05,1.9e+05]	[3e+06,3e+06]	[1.1e+07,1.1e+07]
errors	[0,4451]	[0,132327]	[0,363654]	[0,1.3e+06]
errorRate	[≤5.34e-04,0.02]	[≤6.67e-05,0.08]	[≤3.23e-05,0.11]	[≤8.9e-06,0.1249]
rmsEVM_avg (%)	[0.0018,32.11]	[0.001,22.25]	[0.001,18.12]	[0.001,15.82]
SNR_infbit (dB)	[94.73,9.86]	[91.69,9.93]	[89.93,10]	[88.69,9.84]

Los datos recogidos en la tabla han sido simulados para un usuario más alejado que el otro de la estación base, enviando 4 flujos de datos por usuario, lo cual ha desencadenado errores de bits muy elevados, debido a que la distancia a la que se encuentra el segundo usuario de la estación base es muy cercana al límite marcado por nuestro sistema (1000 metros).

Si observamos la variable `errorRate` se puede apreciar como a medida que aumentamos la eficiencia de la modulación empleada aumenta la tasa de error de bit, esto se debe a que la distancia mínima entre símbolos para modulaciones más eficientes es menor comparada con modulaciones más robustas. Se observa además que la modulación 256-QAM posee gran cantidad de errores y su BER es elevada, por lo que la calidad de los datos recibidos por el receptor no serán adecuados.

Para el primer usuario se ha comprobado que sus valores de SNR son ligeramente menores a medida que utilizamos una modulación más eficiente, por lo que para este primer usuario los símbolos se recibirán de manera correcta. Los valores de EVM como se puede observar no tienen diferencias significativas.

Para el segundo usuario se observa como su SNR es prácticamente la misma para las modulaciones empleadas, por lo que se puede decir que no hay diferencias significativas.

Se ha decidido no incluir las figuras de las constelaciones correspondientes al primer usuario, ya que todos sus símbolos se reciben de forma correcta al presentar una SNR elevada y al no generarse errores, las constelaciones serán prácticamente iguales a las realizadas para en las tres primeras tablas para un usuario.

En las siguientes figuras se pueden apreciar las constelaciones correspondientes a los diferentes flujos de datos del segundo usuario de la primera trama enviada, así como el diagrama de radiación del transmisor:

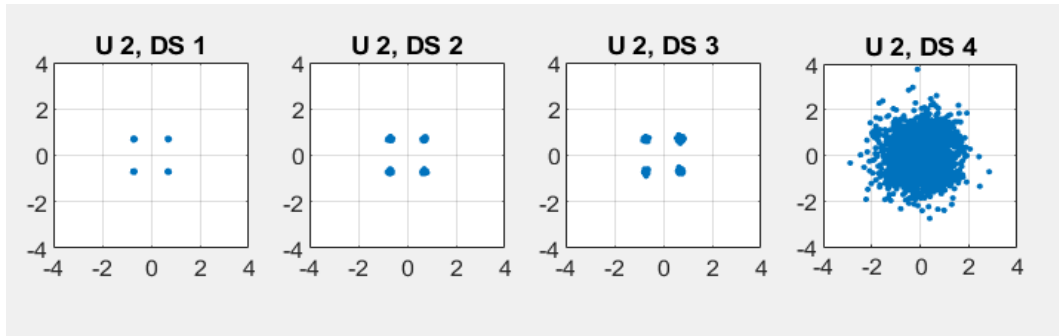


Figura 31: Constelaciones correspondientes a los diferentes flujos de datos QPSK a 859 m.

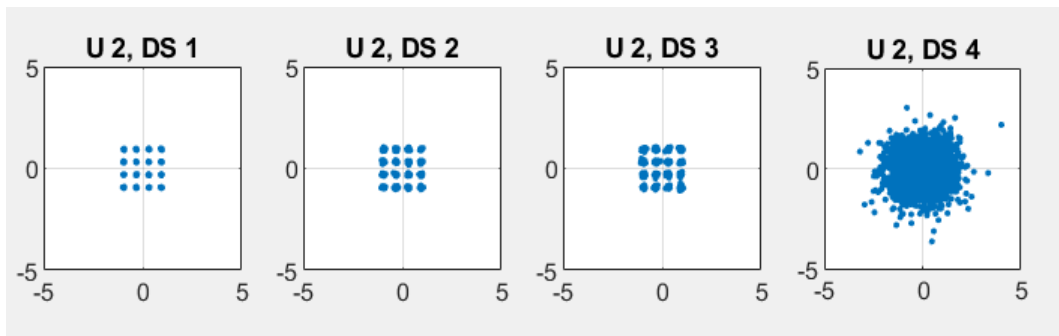


Figura 32: Constelaciones correspondientes a los diferentes flujos de datos 16-QAM a 859 m.

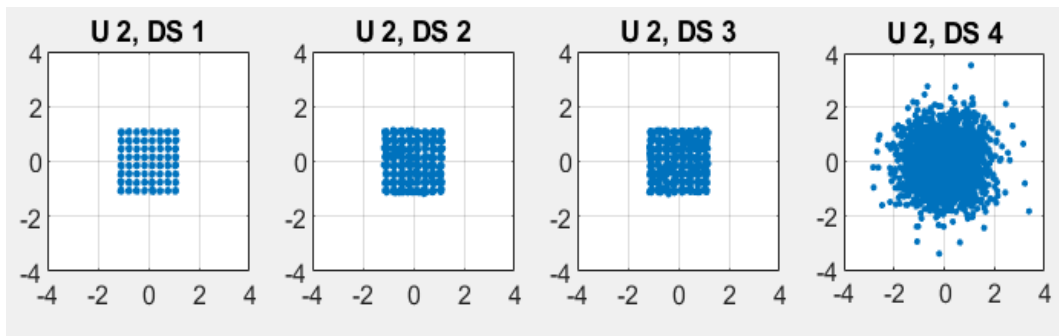


Figura 33: Constelaciones correspondientes a los diferentes flujos de datos 64-QAM a 859 m.

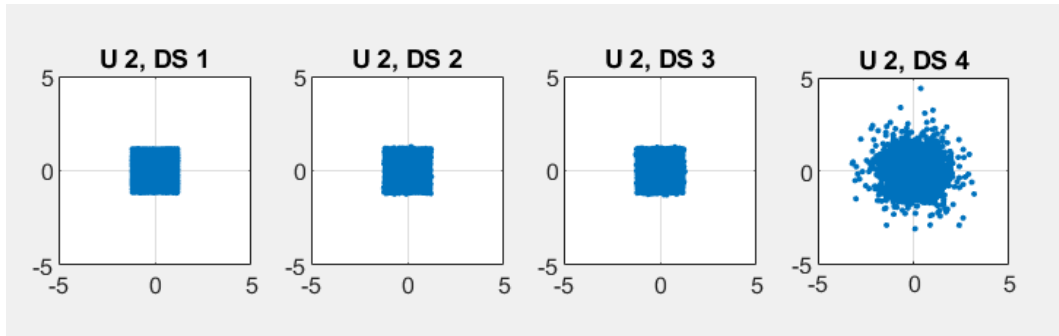


Figura 34: Constelaciones correspondientes a los diferentes flujos de datos 256-QAM a 859 m.

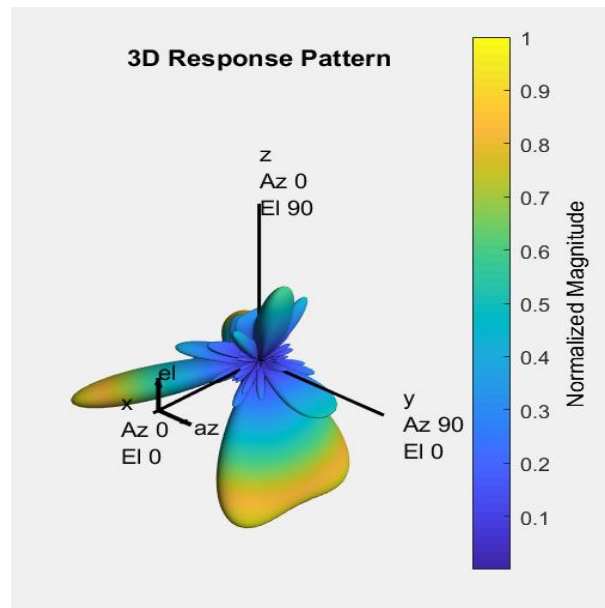


Figura 35: Diagrama de radiación de la antena para las distintas modulaciones empleadas enviando 8 flujos de datos

En las constelaciones aportadas se puede observar como a medida que vamos enviando más flujos de datos, los símbolos de la constelación empleada no se reciben de forma correcta. Concretamente el cuarto flujo de datos es el que posee más errores y tiene una BER más elevada, debido a que massive MIMO, con el objetivo de maximizar la eficiencia espectral mediante la matriz de canal, hace que cada flujo de datos se puede recuperar de forma independiente, y por ello como se puede observar los primeros flujos sí que se reciben de forma correcta, en cambio los últimos flujos el receptor no puede recuperarlos debido a la distancia del usuario y por ello aparecen muy distorsionados.

Para que ambos usuarios puedan recibir correctamente los diferentes flujos de datos es necesario compensar los flujos enviados, de forma que el primer usuario al estar situado en una posición más cercana a la estación base reciba una mayor cantidad de datos, mientras que el que está situado a una distancia mayor reciba menos. En la siguiente tabla se muestran los resultados obtenidos:

Tabla 5: Dos usuarios y ocho flujos de datos con reparto de flujos enviados

	Datos de Configuración			
Variables del código	QPSK	16-QAM	64-QAM	256-QAM
numTx	64	64	64	64
numRx	[16,16]	[16,16]	[16,16]	[16,16]
prm.numUsers	2	2	2	2
prm.numSTSVec	[6,2]	[6,2]	[6,2]	[6,2]
prm.movilAngles	[67,-60;-79,20]	[67,-60;-79,-20]	[67,-60;-79,-20]	[67,-60;-79,-20]
prm.movilRanges (m)	[546,859]	[546,859]	[546,859]	[546,859]
bitsPerSubCarrier	2	4	6	8
numDataSymbols	10	10	10	10
prm.numFrames	10	20	30	40
Resultados				
totalBits	[1.4e+05,4.6e+04]	[5.6e+05,1.8e+05]	[1.2e+06,4.2e+05]	[2.2e+06,7.4e+05]
errors	[0,0]	[0,0]	[0,0]	[0,5]
errorRate	[≤7e-04,≤0.002]	[≤1e-04,≤5e-04]	[≤7e-05,≤2e-04]	[≤4e-05,6.6e-06]
rmsEVM_avg (%)	[0.001,3.41]	[0.001,3.48]	[0.001,3.42]	[0.001,3.07]
SNR_infbit (dB)	[96.27,29.32]	[93.24,26.15]	[91.49,24.54]	[90.25,24.21]

En vista a los resultados obtenidos se observa que si repartimos los flujos de datos y proporcionamos seis flujos para el primero usuario y dos para el segundo verificamos que el sistema en su conjunto funciona mejor, aunque se observa que para una modulación más eficiente como una 256-QAM han aparecido algunos errores. En general se necesitará enviar menos flujos de datos para usuarios que estén en posiciones más alejados de la estación base.

Para el primer usuario a pesar de recibir más flujos de datos se observa cómo presenta una SNR elevada, y su EVM también es favorable.

En cambio, para el segundo usuario se observa cómo su SNR es más baja debido a la distancia a la que se encuentra de la estación base, y disminuye ligeramente cuando se aumenta la eficiencia de la modulación, aunque su EVM es prácticamente la misma para todas las modulaciones empleadas.

Para apreciar mejor la mejora, se ofrecen a continuación las figuras de las constelaciones correspondientes, y el diagrama de radiación del transmisor, donde para el primer usuario solo se representa el primer flujo de datos ya que los demás son idénticos:

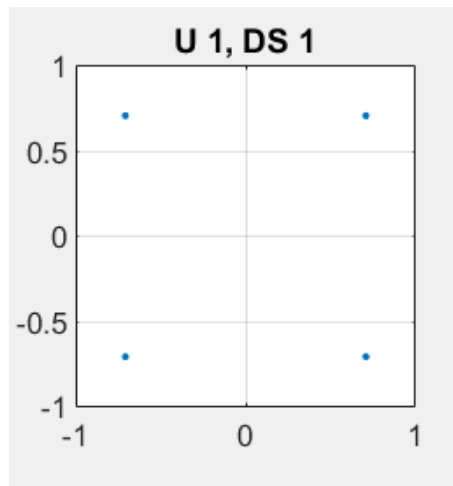


Figura 36: Constelación correspondiente al primer usuario para una modulación QPSK de la primera trama enviada.

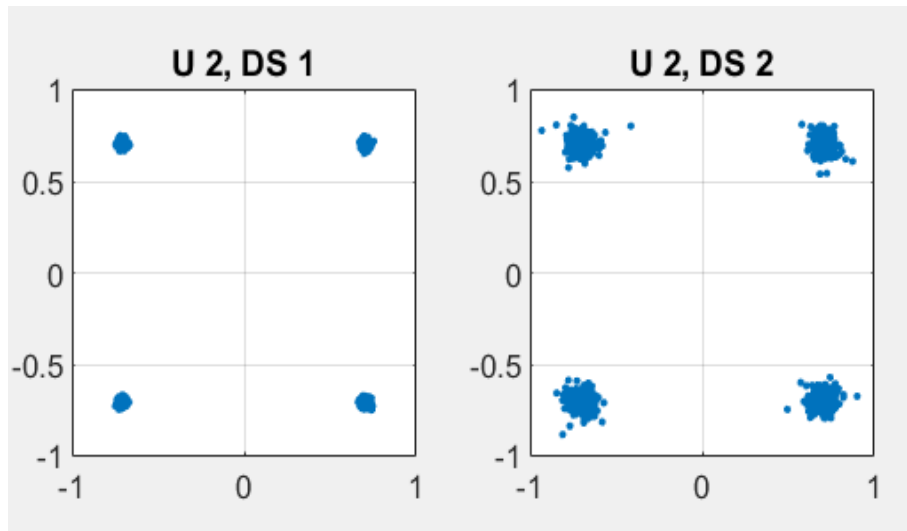


Figura 37: Constelaciones correspondientes al segundo usuario para una modulación QPSK de la primera trama enviada.

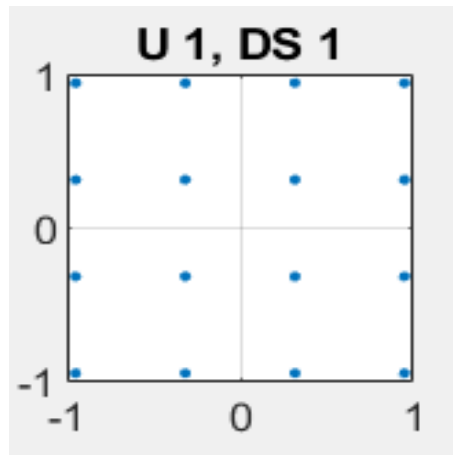


Figura 38: Constelación correspondiente al primer usuario para una modulación 16-QAM de la primera trama enviada.

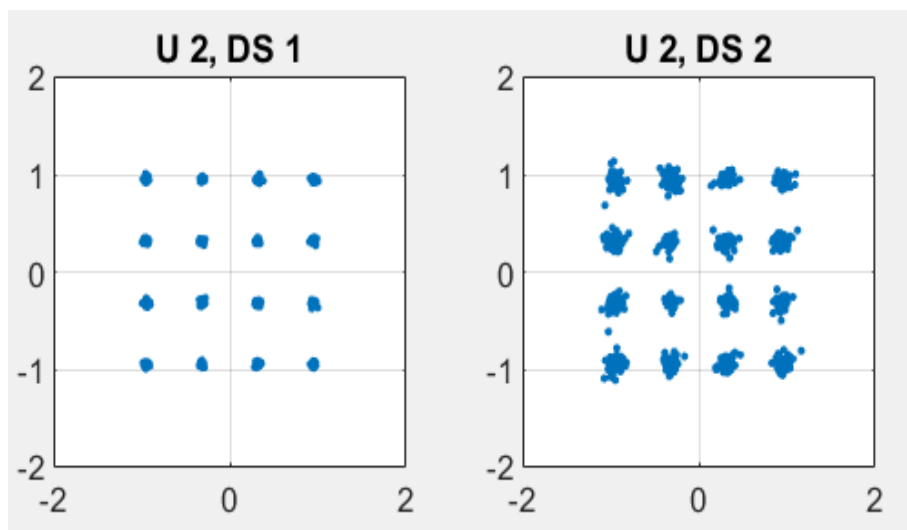


Figura 39: Constelaciones correspondientes al segundo usuario para una modulación 16-QAM de la primera trama enviada.

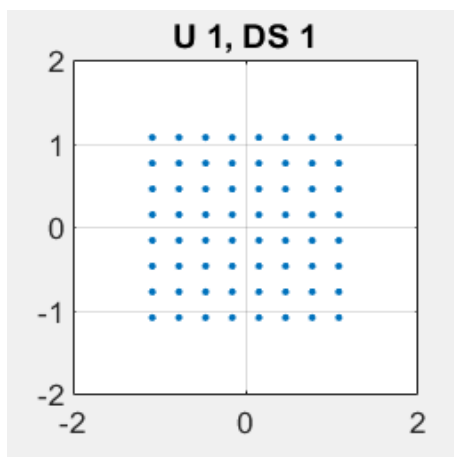


Figura 40: Constelación correspondientes al primer usuario para modulación 64-QAM de la primera trama enviada.

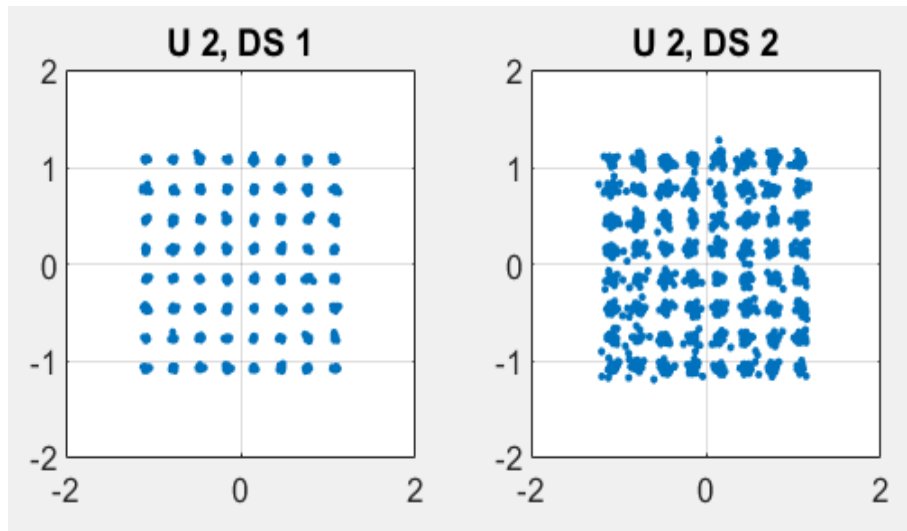


Figura 41: Constelaciones correspondientes al segundo usuario para una modulación 64-QAM de la primera trama enviada.

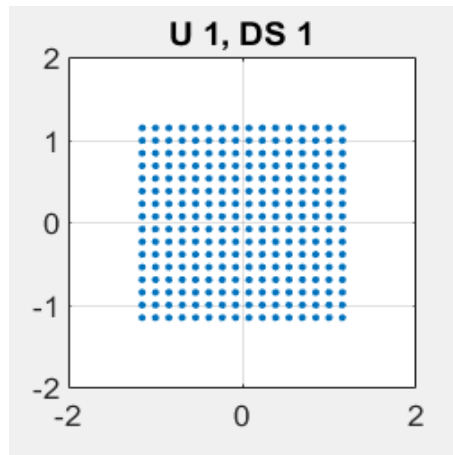


Figura 42: Constelación correspondientes al primer usuario para una modulación 256-QAM de la primera trama enviada.

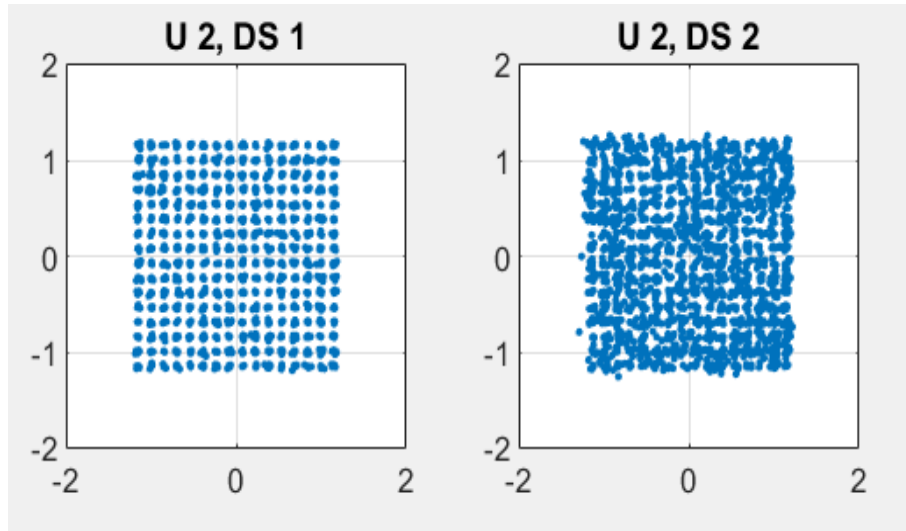


Figura 43: Constelaciones correspondientes al segundo usuario para una modulación 256-QAM de la primera trama enviada.

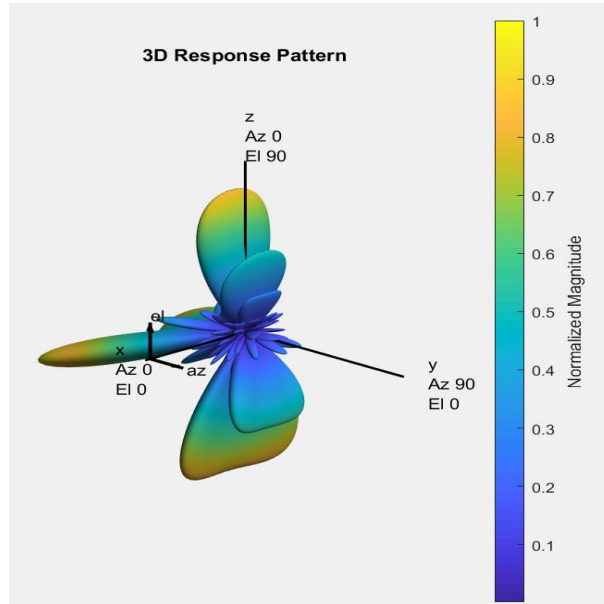


Figura 44: Diagrama de radiación de la antena para las distintas modulaciones empleadas enviando 8 flujos de datos.

Como se puede observar en las constelaciones aportadas para el primer usuario los símbolos apenas están afectados por la dispersión del ruido, en cambio para el segundo usuario se aprecia que en todas las modulaciones el último flujo de datos es el que presenta una cantidad de ruido significativa. De hecho, se obtienen algunos errores, pero estos resultan poco significativos ya que el valor de SNR es todavía bastante elevado.

6.4.2 Simulaciones para dos usuarios a la misma distancia de la estación base

El objetivo de este apartado ha sido observar cómo se comportaba el sistema cuando los dos usuarios se encuentran a la misma distancia de la estación base, para poder determinar cuál es el límite de distancia a partir de la cual empezamos a tener problemas. En estas simulaciones se ha considerado una separación angular adecuada entre los dos usuarios implicados.

Debido a que en el código la condición es que se deben enviar un número total de flujos de datos correspondientes a potencias de dos, se fueron realizando distintas pruebas y se decidió analizar el sistema para un límite total de 16 de flujos de datos.

Se encontró que el límite aproximado de distancia a partir del cual empiezan a aparecer errores de bit para las longitudes de bloque simuladas es de 632 m, y concretamente en el caso de una modulación 16 -QAM. En la siguiente tabla adjunta se puede apreciar los valores de sus variables:

Tabla 6: Dos usuarios y ocho flujos de datos por usuario a 632 m de distancia con 16-QAM:

Variables del código	Datos de Configuración
numTx	128
numRx	[32,32]
prm.numUsers	2
prm.numSTSVectors	[8,8]
prm.movilAngles	[16.50,129.18;33.04,-30.31]
prm.movilRanges(m)	[632,632]
bitsPerSubCarrier	4
numDataSymbols	10
prm.numFrames	2870
Resultados	
totalBits	[1e+08,1e+08]
errors	[0,382]
errorRate	[$\leq 9.3e-07$, $3.55e-06$]
rmsEVM_avg (%)	[0.002,7.06]
SNR_infbit (dB)	[88,20]

En la tabla se ofrecen los errores de bit encontrados para 632 m de distancia para la configuración dada y la modulación de menor eficiencia posible. Se puede apreciar cómo el primer usuario no presenta errores y su SNR y EVM son favorables, siendo su BER menor que para el segundo usuario.

Hay que destacar que estos errores se han producido debido a que se ha enviado una cantidad elevada de flujos de datos y de tramas.

A continuación, se ofrecen las distintas constelaciones de los flujos de datos enviados para explicar de forma adecuada los resultados de las variables obtenidas.

Los flujos de datos correspondientes al primer usuario son idénticos, por ello solo se mostrará el primero de ellos.

Para el segundo usuario se aportan todos los flujos de datos de la constelación estudiada, así como el diagrama de radiación del transmisor:

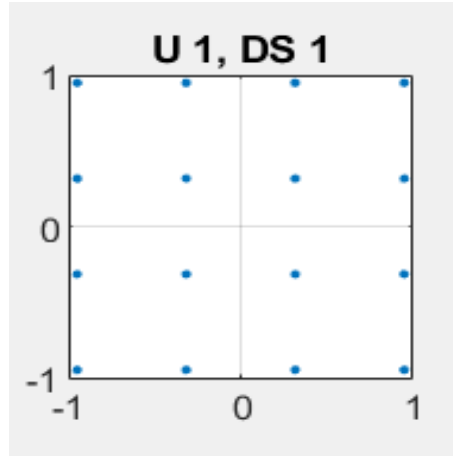


Figura 45: Constelación correspondientes al primer flujo de datos 16-QAM a 632 m.

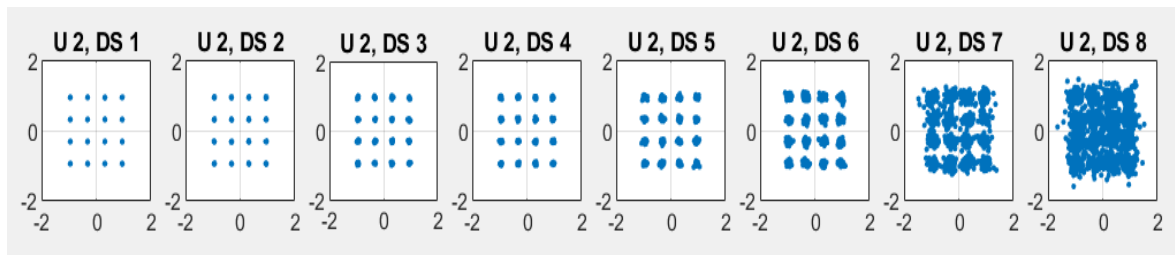


Figura 46: Constelaciones correspondientes a los diferentes flujos de datos 16-QAM a 632 m.

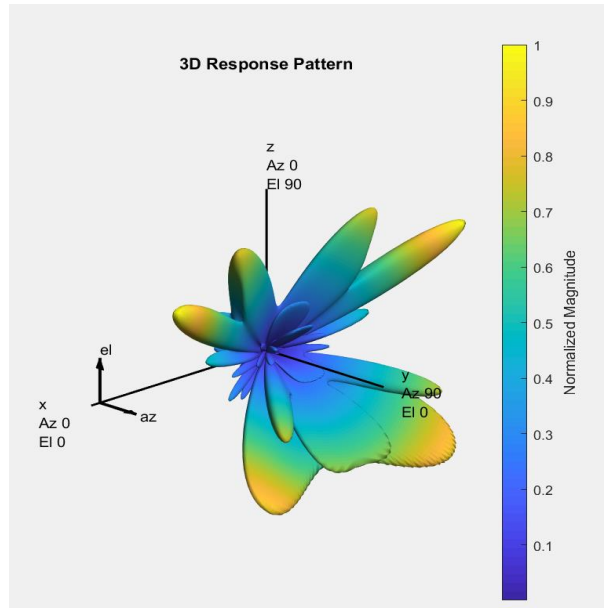


Figura 47: Diagrama de radiación de la antena para la modulación 16-QAM enviando 16 flujos de datos.

Las distintas figuras de la constelación correspondiente a la modulación 16-QAM nos refleja de forma clara cómo la transmisión para el primer usuario tiene calidad muy alta, debido a que los símbolos no aparecen en la constelación con presencia de ruido. Sin embargo, se puede observar que para el segundo usuario los símbolos pertenecientes a los dos últimos flujos de datos no se reciben de forma adecuada, y esto provoca que aparezcan determinados errores que hacen que la señal recibida por el receptor se degrade, como bien se observa en el valor de la variable de SNR estimada.

Los dos últimos flujos de datos obtenidos para el segundo usuario se ha observado que no se han recuperado de forma correcta por el receptor, por tanto para lograr maximizar la eficiencia espectral, será necesario enviar al primer usuario estos dos últimos flujos ya que posee una posición angular más favorable, para así poder minimizar los posibles errores que puedan aparecer.

A continuación, se mostrarán los resultados correspondientes a una modulación **QPSK**, para una distancia del usuario a la estación base de **632 m**, con el objetivo de verificar que no aparecen errores para el número de bits enviados, y para poder posteriormente comparar y caracterizar los valores de EVM, SNR y BER obtenidos. Los resultados obtenidos son los siguientes:

Tabla 7: Dos usuarios y ocho flujos de datos por usuario a 632 m de distancia con QPSK:

Variables del código	Datos de Configuración
numTx	128
numRx	[32,32]
prm.numUsers	2
prm.numSTSVectors	[8,8]
prm.movilAngles	[16.50,129.18;33.04,-30.31]
prm.movilRanges(m)	[632,632]
bitsPerSubCarrier	2
numDataSymbols	10
prm.numFrames	613
Resultados	
totalBits	[1.1e+07,1.1e+07]
errors	[0,0]
errorRate	[≤8.7e-06, ≤8.7e-06]
rmsEVM_avg (%)	[0.002,7.5]
SNR_infbit (dB)	[91.02,22.47]

Con los resultados obtenidos se verifica por tanto que no se obtienen errores empleando una modulación QPSK debido a su menor sensibilidad al ruido.

Los valores obtenidos de SNR, EVM y BER para esta modulación son más favorables comparados con la tabla 6 empleando una modulación 16-QAM.

En las siguientes constelaciones se ofrecerán los distintos flujos de datos para ambos usuarios, ofreciéndose para el primer usuario únicamente el primer flujo ya que los demás son idénticos:

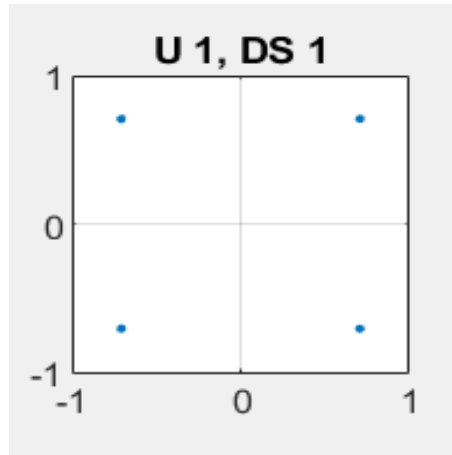


Figura 48: Constelación correspondientes al primer flujo de datos QPSK a 632 m.

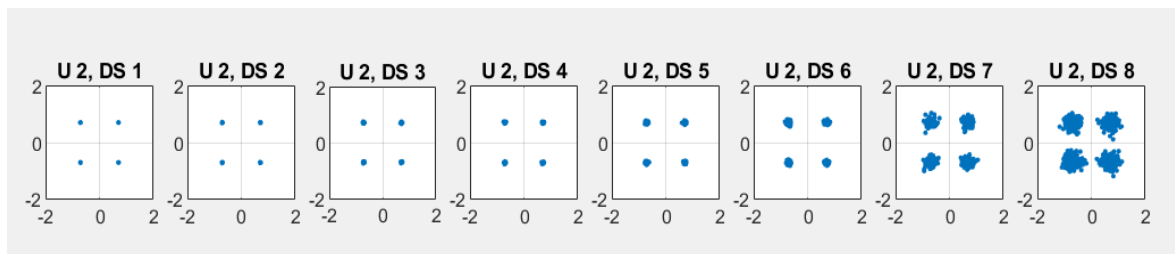


Figura 49: Constelaciones correspondientes a los diferentes flujos de datos QPSK a 632 m.

Se puede apreciar en las constelaciones del primer usuario que los símbolos se reciben con muy bajo ruido. En cambio, para el segundo usuario se observa cómo en los últimos flujos de datos los símbolos se reciben con algo de ruido debido a que el usuario se encuentra a una distancia que podemos considerar elevada de la estación base, aun así el valor obtenido de SNR se puede considerar adecuado para la situación dada ya que no han aparecido errores.

6.5. Simulaciones realizadas para tres usuarios

En estas simulaciones se amplió el número de usuarios para poder observar el comportamiento del sistema y para sacar determinadas conclusiones y comparaciones respecto a las simulaciones obtenidas anteriormente.

Para estas simulaciones se consideran constantes: los ángulos de acimut y elevación, y los parámetros pertenecientes a la generación de forma de onda empleada.

Se irán variando distintos parámetros: flujo de datos, número de tramas enviadas, distancias de los usuarios a la estación base.

Se encontró que el límite a partir del cual empezamos a tener errores de bit era con **741 m** de distancia, al enviar **32 flujos** de datos en total para una modulación **QPSK**.

Para poder reflejar mejor los distintos resultados, previamente se realizaron unas simulaciones para 740 m, a fin de verificar que el límite estudiado era lo más exacto posible.

En la siguiente tabla se ofrecen los valores obtenidos para una modulación QPSK y 741 m en la que se presentan los primeros errores de bits encontrados para tres usuarios:

Tabla 8: Tres usuarios 32 flujos de datos a 741 m de distancia con QPSK:

Variables del código	Datos de Configuración
numTx	256
numRx	[40,40,48]
prm.numUsers	3
prm.numSTSVectors	[10,10,12]
prm.movilAngles	[16.50,129.18,66.92; -30.31, -79.20,-20.47]
prm.movilRanges(m)	[741,741,741]
bitsPerSubCarrier	2
numDataSymbols	10
prm.numFrames	20
Resultados	
totalBits	[4.6e+05,4.6e+05,5.6e+05]
errors	[0,282,0]
errorRate	[≤2.1e-04,6e-04,≤1.7e-04]
rmsEVM_avg (%)	[2.83, 16.52,0.006]
SNR_infbit (dB)	[30.95, 15.63,83.34]

En vista a los resultados obtenidos se pueden observar los primeros errores de bits encontrados, concretamente para el segundo usuario. Su SNR y EVM como se puede apreciar son desfavorables comparadas con la del resto de usuarios.

El valor de BER más elevado lo posee el segundo usuario debido a errores encontrados. Lo correcto para corregir estos errores sería enviar más flujos de datos al tercer usuario, al poseer una posición angular más adecuada en línea horizontal respecto a la estación base, por esta razón presenta una SNR, EVM y BER más favorables.

En las siguientes figuras de sus constelaciones se pretende ilustrar mejor los valores obtenidos:

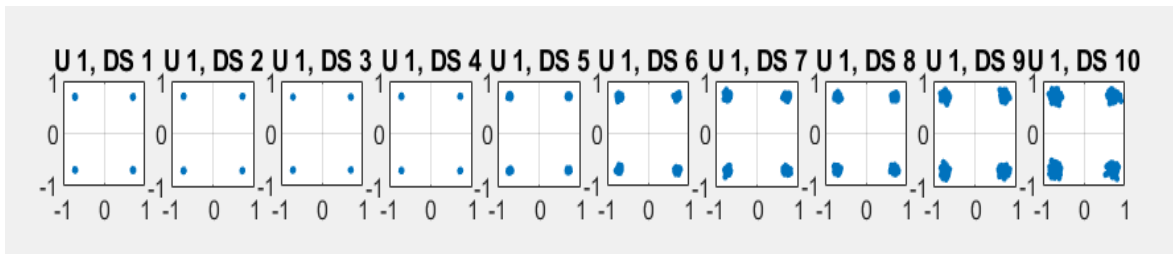


Figura 50: Constelaciones correspondientes a los diferentes flujos de datos QPSK para el primer usuario a 741m.

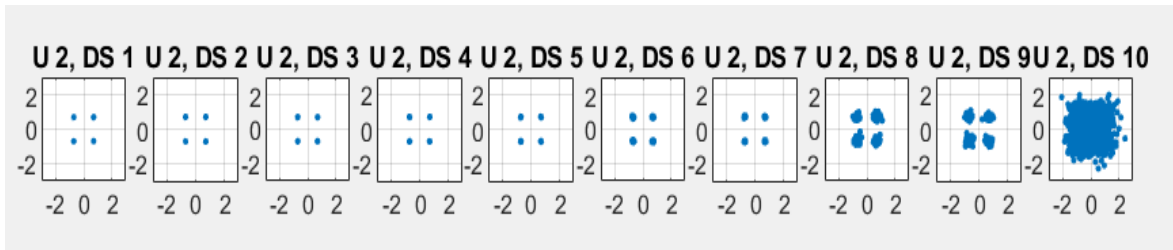


Figura 51: Constelaciones correspondientes a los diferentes flujos de datos QPSK para el segundo usuario a 741m.

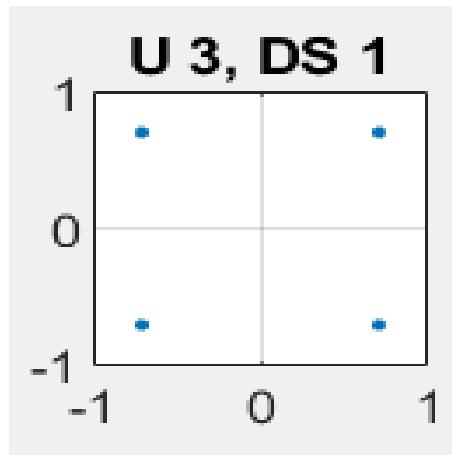


Figura 52: Constelación correspondiente al flujo de datos QPSK para el tercer usuario a 741m.

En la figura 52 se recoge la constelación del primero flujo de datos, ya que para el tercer usuario los flujos de datos restantes son iguales.

Las constelaciones del primer usuario indican que la mayoría de los flujos enviados se reciben de forma correcta, excepto los dos últimos donde sus símbolos se reciben con una mayor presencia de ruido, por esta razón la SNR obtenida es un poco baja, comparada con el tercer usuario.

Para el segundo usuario se observa que los tres últimos flujos de datos no se reciben de forma correcta, concretamente el último flujo de datos se recibe con mucho ruido y por ello da lugar a determinados errores.

El tercer usuario se puede comprobar, a través del diagrama de la constelación, cómo funciona con muy buena calidad ya que sus símbolos se reciben en las posiciones ideales de acuerdo a la modulación utilizada.

Si se hace una comparativa de las tablas obtenidas para dos y tres usuarios, se puede comprobar que el límite de distancia encontrado para tres usuarios es más elevado que para dos usuarios. Esto se debe al uso de una modulación (QPSK) en la tabla 8 menos eficiente, por lo que se da un límite de distancia física menos estricto en comparación con la tabla 6 para dos usuarios y una modulación 16-QAM.

6.6. Simulaciones realizadas para usuarios a la misma distancia de la estación base y en las mismas posiciones angulares

En este apartado se analizó qué ocurriría en un caso extremo en que los usuarios estuviesen muy cerca unos de otros, y a las mismas distancias de la estación base. Para ello se realizaron una serie de simulaciones para analizar sus resultados de forma razonada.

En estas simulaciones se consideran constantes los parámetros pertenecientes a la generación de forma de onda empleada.

Se irán variando parámetros como: la distancia del usuario a la estación base, los ángulos de acimut y elevación, y el número de tramas enviadas.

El objetivo de este apartado es caracterizar diferentes resultados de EVM, SNR y BER obtenidas, y encontrar posibles errores.

6.6.1 Simulaciones realizadas para dos usuarios a la misma distancia de la estación base y en las mismas posiciones angulares

Se realizó una simulación para una modulación QPSK, enviando un total de **dos flujos** de datos a 500 m de la estación base y con los mismos ángulos de acimut y elevación. Los resultados obtenidos fueron los siguientes:

Tabla 9: Dos usuarios un flujo de datos por usuario a 500 m de distancia con QPSK:

Variables del código	Datos de Configuración
numTx	16
numRx	[4,4]
prm.numUsers	2
prm.numSTSVectors	[1,1]
prm.movilAngles	[50,50;50,50]
prm.movilRanges(m)	[500,500]
bitsPerSubCarrier	2
numDataSymbols	10
prm.numFrames	1
Resultados	
totalBits	[2334,2334]
errors	[424,0]
errorRate	[0.18,≤0.04]
rmsEVM_avg (%)	[84.16,36.55]
SNR_infbit (dB)	[1.49,8.74]

Con los resultados obtenidos se puede observar cómo aparecen errores para el primer flujo de datos del primer usuario, y presenta una SNR y EVM muy desfavorables.

Se observa como el segundo usuario presenta una EVM más favorable y una mayor SNR con respecto al primer usuario, aun así no son valores tan altos como los vistos anteriormente. Se da una mayor interferencia que no se puede cancelar del todo, al poseer ambos usuarios mismos ángulos de acimut y elevación.

A continuación, se muestran las constelaciones de los flujos de datos enviados para apreciar mejor la situación:

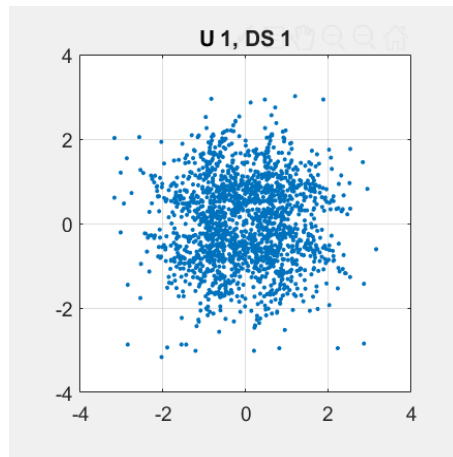


Figura 53: Constelación correspondiente al primer flujo de datos enviado del primer usuario con una modulación QPSK.

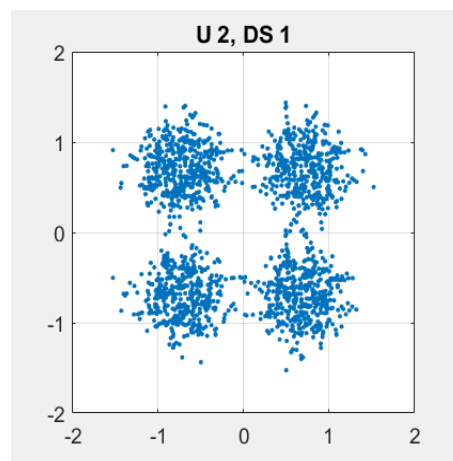


Figura 54: Constelación correspondiente al segundo flujo de datos enviado del segundo usuario con una modulación QPSK.

Como se puede observar, el primer usuario no recibe de forma correcta los símbolos correspondientes, debido a la interferencia del segundo usuario. Se aprecia perfectamente en la constelación que habrá un número apreciable de errores.

El segundo usuario en cambio recibe mejor los símbolos, pero aun así se ve afectado por una gran cantidad de ruido y esto conlleva a que se degrade la señal en el receptor.

A continuación, se muestran las constelaciones correspondientes a una modulación 256-QAM, con los mismos datos de configuración que corresponden a la tabla 9, con el fin de poder verificar que esta situación no será favorable para ningún tipo de modulación, ya que los símbolos no se van a recibir correctamente por la alta presencia de interferencias:

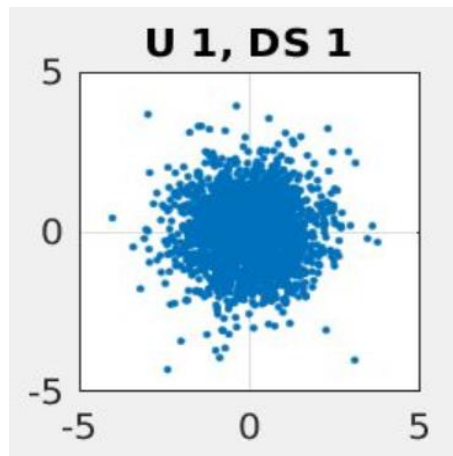


Figura 55: Constelación correspondiente al primer flujo de datos enviado del primer usuario con una modulación 256-QAM.

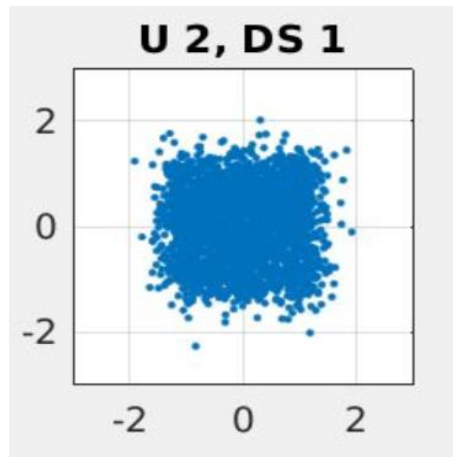


Figura 56: Constelación correspondiente al primer flujo de datos enviado del segundo usuario con una modulación 256-QAM.

Se puede observar que esta situación es menos favorable que la anterior debido a que la modulación utilizada tiene una menor distancia mínima y se presenta una alta interferencia para los dos usuarios, por lo que se deduce que se producirán numerosos errores y presentarán valores de EVM, SNR y BER desfavorables. Con esto se ha verificado que esta situación no será favorable para ninguna modulación, ni para tres o más usuarios.

7.0 Conclusiones y líneas futuras de investigación

7.1. Conclusiones

El objetivo de este proyecto era evaluar una de las técnicas que implementa massive MIMO para poder dar soporte al 5G, conocida como *Hybrid Beamforming*. En este documento se han aportado los datos más significativos de las distintas simulaciones realizadas.

Se ha comprobado y verificado con los resultados obtenidos que cuando el sistema proporciona servicio a un solo usuario, aun al enviar un número elevado de flujos en paralelo, funciona de forma correcta con una tasa de error muy baja, proporcionando unos valores de EVM, SNR y BER adecuados. Se ha podido observar cómo modulaciones más eficientes como una 256-QAM, al poseer mayor capacidad y aprovechar mejor el ancho de banda, proporcionará a los usuarios muy altas velocidades de transmisión de datos.

En las simulaciones correspondientes a dos y tres usuarios se ha comprobado que existe un cierto límite de distancia, al enviar una cantidad elevada de datos, para el cual aparecen errores de bit y la señal recibida por el receptor sufre algunas degradaciones. No obstante, se ha podido comprobar que se puede maximizar la utilización del canal si se distribuyen los flujos de datos enviados de forma eficiente, es decir proporcionando más flujos al usuario que no presente símbolos degradados por presencia de ruido o interferencias y haya podido recuperar por separado cada uno de los flujos de datos de forma correcta.

Las últimas simulaciones realizadas se han centrado el estudio en el caso de que los usuarios estuviesen a la misma distancia y sus ángulos de acimut y elevación fuesen iguales, lo cual ha dado lugar a que aparezcan errores significativos, como se ha podido comprobar en las figuras correspondientes, donde los símbolos recibidos no se demodulaban de forma correcta debido a la presencia de interferencias por estar en la misma posición angular.

Se puede concluir este apartado diciendo que massive MIMO puede dar soporte a una gran cantidad de usuarios proporcionando elevadas cantidades de flujos de datos y grandes velocidades, siempre y cuando se utilicen las modulaciones adecuadas, se cumplan unos determinados criterios de distancia a los diferentes usuarios y las

posiciones de los usuarios estén suficientemente separadas, para que los símbolos recibidos no se vean afectados por la presencia de interferencias difíciles de cancelar.

7.2. Líneas futuras de investigación

En el presente documento, se decidió escoger una determinada demo implementada con el software Matlab® [16]. En esta referencia bibliográfica podemos encontrar más demos de esta tecnología por lo que se podrían hacer simulaciones comparativas. Sería conveniente comparar los resultados obtenidos con la demo que aparece en la referencia bibliográfica proporcionada denominada “MIMO-OFDM *Precoding with Phased Arrays*” [19], ya que guarda relación con la realizada en este trabajo. Sería importante poder sacar conclusiones comparativas de las distintas técnicas que nos ofrece la tecnología massive MIMO, ya que tenemos numerosas posibilidades de poder transmitir los distintos flujos de datos y con distintas modulaciones.

Con los datos recogidos en este proyecto se pretende aportar al lector interesado la información necesaria para líneas futuras de investigación o incluso se propone la extensión del código aportado en el anexo, empleando modulaciones más eficientes que la 256-QAM, de esta forma se podrá comprobar la escalabilidad de esta tecnología para el diseño de redes de alta velocidad.

Bibliografía

- [1] Wireless Communications (2013). Recuperado el 10 de Febrero de 2019, de: http://web.eecs.utk.edu/~husheng/ECE441_2013_files/lecture8.pdf
- [2] Thomas Kailath (1994). Recuperado el 15 de Febrero de 2019, de: <https://spectrum.ieee.org/computing/networks/medal-of-honor-thomas-kailath>
- [3] Arogyaswami Paulraj (Enero 2014). Recuperado el 15 de Febrero de 2019, de: https://en.wikipedia.org/wiki/Arogyaswami_Paulraj
- [4] WiMAX technology (2015). Recuperado el 20 de Febrero de 2019, de: <https://ieeexplore.ieee.org/document/5116805/>
- [5] Tecnología MIMO (2015). Recuperado el 22 de Febrero de 2019, de: <http://bibing.us.es/proyectos/abreproy/11579/fichero/g.+Cap%C3%ADtulo+3+-+Tecnolog%C3%ADa+MIMO.pdf>
- [6] 802.11 (Junio de 2019). Recuperado el 26 de Febrero de 2019, de: https://es.wikipedia.org/wiki/IEEE_802.11ac
- [7] Massive MIMO: An Introduction (20 de Marzo de 2015). Recuperado el 3 Marzo de 2019, de: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7064850>
- [8] Concepto Modulación (6 de Julio de 2019). Recuperado el 5 de Marzo de 2019 de: [https://es.wikipedia.org/wiki/Modulaci%C3%B3n_\(telecomunicaci%C3%B3n\)](https://es.wikipedia.org/wiki/Modulaci%C3%B3n_(telecomunicaci%C3%B3n))
- [9] Modulación PSK (18 de Mayo de 2018). Recuperado el 6 de Marzo de 2019, de: https://es.wikipedia.org/wiki/Modulaci%C3%B3n_por_desplazamiento_de_fase
- [10] Modulación QAM (11 de Junio de 2019). Recuperado el 8 de Marzo de 2019, de: https://es.wikipedia.org/wiki/Modulaci%C3%B3n_de_amplitud_en_cuadratura
- [11] Modulación OFDM (2013). Recuperado el 9 de Marzo de 2019, de: <https://albentia.wordpress.com/2013/09/05/modulacion-ofdm-wimax-madrid/>
- [12] Orthogonal Matching Pursuit (Julio 2011). Recuperado el 10 de Marzo de 2019, de: <https://ieeexplore.ieee.org/document/5895106>
- [13] Matching pursuit (6 de Abril de 2019). Recuperado el 11 de Marzo de 2019, de: https://en.wikipedia.org/wiki/Matching_pursuit

[14] Joint Spatial Division and Multiplexing (Octubre de 2013). Recuperado el 15 de Marzo de 2019, de: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6542746>

[15] Error Vector Magnitude (9 Julio de 2019). Recuperado el 16 de Marzo de 2019, de: https://en.wikipedia.org/wiki/Error_vector_magnitude

[16] Massive MIMO Hybrid Beamforming Matlab® (2019). Recuperado el 20 de Marzo de 2019, de: <https://es.mathworks.com/help/comm/examples/massive-mimo-hybrid-beamforming.html>

[17] Shannon-Hartley theorem (27 de Agosto de 2012). Recuperado el 22 de Marzo de 2019, de: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/6283954>

[18] OFDM-CDMA (2012). Recuperado el 25 de Marzo de 2019, de: http://bibing.us.es/proyectos/abreproy/11244/fichero/Volumen+1%252F5_MODULMO_DUL_OFDM.pdf

[19] Beamforming for MIMO-OFDM Systems (2019). Recuperado el 1 Abril de 2019, de: <https://es.mathworks.com/help/phased/examples/beamforming-for-mimo-ofdm-systems.html>

[20] Large-scale antenna systems for 5G wireless systems (2019). Recuperado el 2 de Abril de 2019, de: <https://es.mathworks.com/discovery/massive-mimo.html>

[21] IEEE 802.11n (15 Junio 2019). Recuperado el 5 Abril de 2019, de: https://es.wikipedia.org/wiki/IEEE_802.11n

[22] Root mean square (22 de Junio de 2019). Recuperado el 15 de Abril de 2019, de: https://en.wikipedia.org/wiki/Root_mean_square

[23] Waveforming (8 de Septiembre 2017). Recuperado el 17 de Abril de 2019, de: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/8030327>

[24] Statistical channel state information acquisition for massive MIMO communications (17 de Octubre de 2015). Recuperado el 20 de Abril de 2019, de: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7341263>

[25] Hybrid Beamforming for Multi-User Massive MIMO (23 de Abril de 2018). Recuperado el 1 de Mayo de 2019, de: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8345206>

[26] Chanel Sounding (2019). Recuperado el 15 de Mayo de 2019, de: https://www.google.com/search?q=massivemimo_RFArch.png&rlz=1C1CHBF_eses85

0ES850&source=lnms&tbm=isch&sa=X&ved=0ahUKEwj9oP7zhOziAhVJyhoKzhOziAhV_AUIECgB&biw=1280&bih=610#imgsrc=Bi1pk9qyWnzucM:

[27] Hybrid Beamforming Example. Recuperado el 18 de Mayo de 2019, de: https://www.google.com/search?rlz=1C1CHBF_eses850ES850&biw=1280&bih=610&tbm=isch&sa=1&ei=mVskXZzmDbLMxgPftpPgBg&q=hybrid+beamformings+schematic&oq=Hybrid+Be&gs_l=img.1.0.35i39l2j0i19l8.5639.8694..10744...0.0..0.94.875.10...0....1..gws-wiz-img.....0.UwI6jFv dnsY#imgsrc=eOZQEiY5j1GAnM:

Anexo

En el siguiente anexo se detallan las líneas de código que han sido modificadas con respecto a la demo original:

- Variable añadida en la **línea 75** de la demo original y resultante.

```
prm.numFrames = 1;% Number of Frames
```

- Variable modificada en la **línea 105** de la demo original, y en la **línea 106** de la demo resultante:

```
codeRate = 1/2;
```

- Bucle y definición de las variables para salvaguardar el espacio de trabajo y figuras correspondientes a constelaciones y diagrama de radiación del transmisor, modificada en la **línea 300** de la demo original y añadida en la **línea 303** de la demo resultante:

```
fname = ['workspace_nu' num2str(prm.numUsers) '_mod'  
num2str(prm.bitsPerSubCarrier)];
```

```
rad_pat = ['pattern_nu' num2str(prm.numUsers) '_mod'  
num2str(prm.bitsPerSubCarrier)];
```

```
constel = ['constellation_nu' num2str(prm.numUsers) '_mod'  
num2str(prm.bitsPerSubCarrier)];
```

```
for r=1:length(prm.numSTSVec)
```

```
    fname = [fname '_us' num2str(r) '_str' num2str(prm.numSTSVec(r))];
```

```
    rad_pat = [rad_pat '_us' num2str(r) '_str' num2str(prm.numSTSVec(r))];
```

```
    constel = [constel '_us' num2str(r) '_str' num2str(prm.numSTSVec(r))];
```

```
end
```

```
fname = [fname '.mat'];
```

```

hfig_pat = figure(1);

savefig(hfig_pat, rad_pat);

close(hfig_pat)

```

- Modificación del código convolucional en la **línea 325** de la demo original, y en la **línea 352** de la demo resultante:

```

% Convolutional encoder
encoder = comm.ConvolutionalEncoder( ...
    'TrellisStructure',poly2trellis(7,[133 171]), ...
    'TerminationMethod','Terminated');

```

- Variables añadidas en la **línea de código 336** de la demo original y en la **línea 364** de la demo resultante:

```

errors = zeros(1,prm.numUsers); % Error counter per user

totalBits = zeros(1,prm.numUsers); % Total transmitted bits per user

rmsEVM = zeros(1,prm.numUsers); % To store the accumulated RMS EVM
value per user

rmsEVM_avg = zeros(1,prm.numUsers); % To store the average RMS EVM
value per user

SNR_infbit = zeros(1,prm.numUsers); % SNR per info bit as estimated using
the average RMS EVM value per user

hfig = figure('Name','Equalized symbol constellation per stream');

```

- Bucle añadido **línea 341** de la demo original y en la **línea 375** de la demo resultante:

```

for n=1:prm.numFrames

    for uIdx = 1:prm.numUsers
        % Generate mapped symbols from bits per user
        txDataBits{uIdx} = randi([0,1],prm.numFrmBits(uIdx),1);
        encodedBits = encoder(txDataBits{uIdx});
    end
end

```



```

mappedSym = modRQAM(encodedBits);

% Map to layers: per user, per symbol, per data stream
stsIdx = sum(numSTSVec(1:(uIdx-1)))+(1:numSTSVec(uIdx));
gridData(:, :, stsIdx) = reshape(mappedSym, prm.numCarriers, ...
    prm.numDataSymbols, numSTSVec(uIdx));
end

% Apply precoding weights to the subcarriers, assuming perfect feedback
preData = complex(zeros(prm.numCarriers, prm.numDataSymbols, numSTS));
for symIdx = 1:prm.numDataSymbols
    for carrIdx = 1:prm.numCarriers
        Q = squeeze(v(carrIdx, :, :));
        normQ = Q * sqrt(numTx)/norm(Q, 'fro');
        preData(carrIdx, symIdx, :) = squeeze(gridData(carrIdx, symIdx, :)).' ...
            * normQ;
    end
end

% Multi-antenna pilots
pilots = helperGenPilots(prm.numDataSymbols, numSTS);

% OFDM modulation of the data
txOFDM = ofdmmod(preData, prm.FFTLength, prm.CyclicPrefixLength, ...
    prm.NullCarrierIndices, prm.PilotCarrierIndices, pilots);

% scale power for used sub-carriers
txOFDM = txOFDM * (prm.FFTLength / ...
    sqrt((prm.FFTLength-length(prm.NullCarrierIndices))));

% Generate preamble with the feedback weights and prepend to data
preambleSigD = helperGenPreamble(prm, v);
txSigSTS = [preambleSigD; txOFDM];

% RF beamforming: Apply Frf to the digital signal
% Each antenna element is connected to each data stream
txSig = txSigSTS * mFrf;

% Signal Propagation

% Apply a spatially defined channel to the transmit signal
[rxSig, chanDelay] =
helperApplyMUChannel(txSig, prm, spLoss, preambleSig);

% Receive Amplification and Signal Recovery

scFact = ((prm.FFTLength-length(prm.NullCarrierIndices))...
    /prm.FFTLength^2)/numTx;
nVar = noisepow(prm.chanSRate, prm.NFig, 290)/scFact;
demodRQAM = comm.RectangularQAMDemodulator( ...
    'ModulationOrder', prm.modMode, 'BitOutput', true, ...

```

```

'DecisionMethod','Approximate log-likelihood ratio', ...
'NormalizationMethod','Average power','Variance',nVar);
decoder = comm.ViterbiDecoder('InputFormat','Unquantized', ...
'TrellisStructure',poly2trellis(7, [133 171]), ...
'TerminationMethod','Terminated','OutputDataType','double');

for uIdx = 1:prm.numUsers
    stsU = numSTSVec(uIdx);
    stsIdx = sum(numSTSVec(1:(uIdx-1)))+(1:stsU);

    % Front-end amplifier gain and thermal noise
    rxPreAmp = phased.ReceiverPreamplifier( ...
        'Gain',spLoss(uIdx), ... % account for path loss
        'NoiseFigure',prm.NFig,'ReferenceTemperature',290, ...
        'SampleRate',prm.chanSRate);
    rxSigAmp = rxPreAmp(rxSig{uIdx});

    % Scale power for occupied sub-carriers
    rxSigAmp = rxSigAmp*(sqrt(prm.FFTLength-
length(prm.NullCarrierIndices)) ...
    /prm.FFTLength);

    % OFDM demodulation
    rxOFDM = ofdmDemod(rxSigAmp(chanDelay(uIdx)+1: ...
        end-(prm.numPadZeros-chanDelay(uIdx)),:),prm.FFTLength, ...
        prm.CyclicPrefixLength,prm.CyclicPrefixLength, ...
        prm.NullCarrierIndices,prm.PilotCarrierIndices);

    % Channel estimation from the mapped preamble
    hD = helperMIMOChannelEstimate(rxOFDM(:,1:numSTS,:),prm);

    % MIMO equalization
    % Index into streams for the user of interest
    [rxEq,CSI] =
helperMIMOEqualize(rxOFDM(:,numSTS+1:end,:),hD(:,stsIdx,:));

    % Soft demodulation
    rxSyms = rxEq(:)/sqrt(numTx);
    rxLLRBits = demodRQAM(rxSyms);

    % Apply CSI prior to decoding
    rxLLRtmp = reshape(rxLLRBits,prm.bitsPerSubCarrier,[], ...
        prm.numDataSymbols,stsU);
    csitmp = reshape(CSI,1,[],1,numSTSVec(uIdx));
    rxScaledLLR = rxLLRtmp.*csitmp;

    % Soft-input channel decoding
    rxDecoded = decoder(rxScaledLLR(:));

    % Decoded received bits

```

```

rxBits = rxDecoded(1:prm.numFrmBits(uIdx));

% Plot equalized symbols for all streams per user
if n==1
    scaler = ceil(max(abs([real(rxSyms(:)); imag(rxSyms(:))])));
    for i = 1:stsU
        subplot(prm.numUsers, max(numSTSVec), (uIdx-
1)*max(numSTSVec)+i);
        plot(reshape(rxEq(:,i)/sqrt(numTx), [], 1), '.');
        axis square
        xlim(gca,[-scaler scaler]);
        ylim(gca,[-scaler scaler]);
        title(['U ' num2str(uIdx) ', DS ' num2str(i)]);
        grid on;
    end
end

% Compute and display the EVM
evm = comm.EVM('Normalization','Average constellation power', ...
'ReferenceSignalSource','Estimated from reference constellation', ...
'ReferenceConstellation',constellation(demodRQAM));
rmsEVM(uIdx) = rmsEVM(uIdx) + evm(rxSyms);
% disp(['User ' num2str(uIdx)]);
% disp([' RMS EVM (%) = ' num2str(rmsEVM)]);

% Compute and display bit error rate
ber = comm.ErrorRate;
measures = ber(txDataBits{uIdx},rxBits);
% fprintf(' BER = %.5f; No. of Bits = %d; No. of errors = %d\n', ...
% measures(1),measures(3),measures(2));

errors(uIdx) = errors(uIdx) + measures(2);
totalBits(uIdx) = totalBits(uIdx) + measures(3);

end

if (n==1)
    savefig(hfig, constel);
    close(hfig);
end

if (mod(n,10)==0)

    for uIdx=1:prm.numUsers

        rmsEVM_avg(uIdx) = rmsEVM(uIdx)/n;
        disp(['User ' num2str(uIdx)]);
        disp([' RMS EVM (%) = ' num2str(rmsEVM_avg(uIdx))]);
    end
end

```

```

        SNR_infbit(uIdx) = 10*log10(1/(rmsEVM_avg(uIdx)/100)^2)-
        10*log10(codeRate*prm.bitsPerSubCarrier);
        disp([' SNR per info bit (dB) = ' num2str(SNR_infbit(uIdx))]);

        errorRate(uIdx) = errors(uIdx)/totalBits(uIdx);
        fprintf(' BER = %.7f; No. of Bits = %d; No. of errors = %d\n', ...
            errorRate(uIdx),totalBits(uIdx),errors(uIdx));

    end

    save(fname);

end

if (min(errors)>=20)
    break
end

end % number of Frames

errorRate = zeros(1,prm.numUsers); % BER per user

for uIdx=1:prm.numUsers

    rmsEVM_avg(uIdx) = rmsEVM(uIdx)/n;
    disp(['User ' num2str(uIdx)]);
    disp([' RMS EVM (%) = ' num2str(rmsEVM_avg(uIdx))]);

    SNR_infbit(uIdx) = 10*log10(1/(rmsEVM_avg(uIdx)/100)^2)-
    10*log10(codeRate*prm.bitsPerSubCarrier);
    disp([' SNR per info bit (dB) = ' num2str(SNR_infbit(uIdx))]);

    errorRate(uIdx) = errors(uIdx)/totalBits(uIdx);
    fprintf(' BER = %.7f; No. of Bits = %d; No. of errors = %d\n', ...
        errorRate(uIdx),totalBits(uIdx),errors(uIdx));

end

save(fname);

```

- Variables y bucles añadidos a continuación del bucle anterior, en la **línea 583** de la demo resultante:

```

errorRate = zeros(1,prm.numUsers); % BER per user

for uIdx=1:prm.numUsers

```

```

rmsEVM_avg(uIdx) = rmsEVM(uIdx)/n;
disp(['User ' num2str(uIdx)]);
disp([' RMS EVM (%) = ' num2str(rmsEVM_avg(uIdx))]);

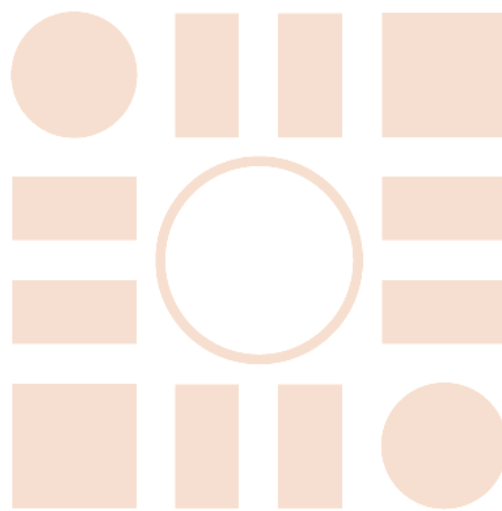
SNR_infbit(uIdx) = 10*log10(1/(rmsEVM_avg(uIdx)/100)^2)-
10*log10(codeRate*prm.bitsPerSubCarrier);
disp([' SNR per info bit (dB) = ' num2str(SNR_infbit(uIdx))]);

errorRate(uIdx) = errors(uIdx)/totalBits(uIdx);
fprintf(' BER = %.7f; No. of Bits = %d; No. of errors = %d\n', ...
        errorRate(uIdx),totalBits(uIdx),errors(uIdx));

end
save(fname);

```


Universidad de Alcalá
Escuela Politécnica Superior



ESCUELA POLITECNICA
SUPERIOR



Universidad
de Alcalá